12F

N° 1679
AVRIL 82
LVIIe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.



MESURE

REALISATION :

- Votre multimètre numérique 20.000 points

HIFI :

- Réalisez votre amplificateur 2 x 80 W (2e partie et fin).
- Réalisez un crêtemètre stéréo 2 échelles. 8 diodes Led.

VIDEO :

- L'adaptateur UHF N/B pour monitor DMV2

MICRO INFORMATIQUE :

- La carte CPU.09.

BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRES • CANADA : 2,25 $ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,38 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS.

TPE

le vrai spécialiste des appareils et accessoires radio-amateur

36, boulevard de Magenta
75010 PARIS - Tél. 201 60 14

Magasin ouvert de 9 h 45 à 12 h et de 14 h à 19 h. Fermé le lundi





IC 290 E - Emetteur-récepteur mobile
Tous modes - 144 MHz - Radio-amateur
avec micro-scanning



IC 2 E
Emetteur-récepteur portable
VHF - 144 MHz
Nombreux accessoires disponibles



IC HM 10
Microphone préampli scanner ICOM
pour IC 730



IC 730 - « The rock »
Salué par toutes les revues américaines comme « l'événement ». Absence de souffle. Résistance à la transmodulation phénoménale. Souplesse d'utilisation. Pureté spectrale. Pour OM's très exigeants.
Transceiver bandes amateurs
Inclus : mémoires - scanner - préampli réception
AM - USB - LSB - CW - 200 W - 13,8 V - Double UFO



IC SM 5
Microphone préampli de table ICOM
pour IC 720 F et IC 730



IC 720 F* - « The new standard in ham-radio »
Un transceiver dont la réputation est universelle. Chaque circuit comporte une nouveauté propre à ICOM pour atteindre le plus haut niveau. Répond à tous les goûts, à tous les besoins.
** = Normes françaises.*
Récepteur à couverture continue de 0,15 à 30 MHz
Transmetteur bandes amateurs
AM - USB - LSB - CW - RTTY - 200 W - 13,8 V - Double UFO



IC PS 15 - Alimentation - 13,8 V - 20 A

IC SP 3
Haut-parleur 8 Ω



AT 100/AT 500
Coupleur d'antenne automatique
1,8 MHz à 30 MHz
TOS < 1,2 - 220 V ou 13,8 V
AT 100 : 100 W - AT 500 : 500 W

Bon à retourner pour documentation couleur contre enveloppe timbrée à 4
NOM .... Prénom ....
ADRESSE ....
Code Postal .... Ville ....
HP 4.80





De la mesure

Si de solides connaissances théoriques s'avèrent nécessaires pour mener à bien une réalisation, surtout si celle-ci se veut, même partiellement, originale, on constatera bien souvent que cette condition n'est pas suffisante. En effet, il est rare qu'un montage, et cela vaut également pour les mieux étudiés, ne requiert pas quelques réglages ou même, parfois, un dépannage préalable. Et c'est alors qu'interviennent la mesure et son instrumentation. Cela est vrai dans le domaine professionnel, au stade de l'étude comme de la fabrication – en fin de chaîne où aboutissent les appareils qui ne donnent pas satisfaction, mais aussi en cours de construction, quand arrive l'heure des réglages – et l'est également au niveau des réalisations de l'amateur.

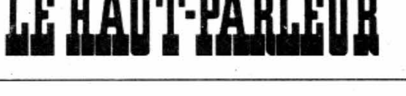
Cependant, s'il se révèle, au travers des enquêtes qu'a pu effectuer « Le Haut-Parleur » et de son « Courrier des lecteurs », que nombre d'entre vous sont intéressés par la construction, il se révèle tout autant que la mesure a une audience moindre par manque d'équipement. Or nous sommes à une époque où le contrôleur universel, qui était seul et unique instrument de mesure de maints ateliers privés quelques décennies plus tôt, apparaît comme insuffisant, même pour un équipement de base. Oscilloscope et générateur de fonctions, voire un voltmètre électronique, sont devenus des appareils indispensables pour pouvoir maîtriser les problèmes qui peuvent se poser à l'expérimentateur et sans lesquels les meilleurs d'entre vous restent aveugles.

Cela explique l'orientation prise par ce numéro, axé sur la mesure et l'instrumentation électronique, qui devrait donner à réfléchir à tous ceux qui, volontairement ou non, ignorent tout ce que peut leur apporter comme complément utile et enrichissant un petit laboratoire bien équipé.

Hors de la mesure, point de salut !...

Ch. PANNEL

Voir suite page 9



ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR 1 AN	**115,00 F**	**205,00 F**
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	**240,00 F**	**430,00 F**
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	**160,00 F**	**300,00 F**
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	**170,00 F**	**310,00 F**

BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 66

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 200-33-05
C.C.P. PARIS 379360

Commission Paritaire **N° 56 701**



Distribué par « Transport Presse »

Dépôt légal Avril 1982
N° EDITEUR : 666

SOMMAIRE

A PROPOS DES ORIGINES DE LA STEREOPHONIE PHONOGRAPHIQUE

ALORS que les laboratoires américains Bell Telephone, en la personne d'Arthur Keller (qui appartint à la brillante équipe de chercheurs, dirigée par Fletcher, au cours des années 30), disputent à Allan D. Blumlein, les laboratoires E.M.I. britanniques, la paternité de la stéréophonie phonographique à deux canaux, par double gravure du sillon (latéral-vertical ou « 45-45 »), Stanley Kelly (auteur d'un fameux tweeter à ruban, et directeur technique, pendant des années, de la firme « Cosmocord », où il s'affirma comme très remarquable concepteur de phonolecteurs piézoélectriques mono ou stéréophoniques) révèle (fig. 1) – dans une lettre, reproduite par « Wireless World » de janvier 1982 – l'existence d'un brevet, sollicité aux USA, le 3 juillet 1920 (accordé le 23 décembre 1924), par un certain Samuel S. Waters, qui anticipe de 10 bonnes années l'exposé des principes de nos techniques analogiques de gravure et de restitution.

Car S.S. Waters propose tout simplement la gravure mécanique distincte des deux flancs du sillon (autrement dit « 45-45 »), par un ingénieux mécanisme (fig. 2 du brevet), transmettant dans deux plans orthogonaux les vibrations de deux diaphragmes capteurs. Pour graver comme pour lire, à cette époque, il n'y avait pas tellement de différence entre les mécaniques de gravure et de lecture.

L'auteur qui ne parle pas ouvertement de stéréophonie, a une idée très claire du résultat désiré : car on lit, tout au début du brevet, à peu près ceci : « La restitution synchrone et indépendante des composantes sonores, dont le cerveau de l'auditeur fera la synthèse, renforcera l'illusion de l'écoute directe. Par exemple à l'audition d'un chanteur accompagné au piano, ou de duos vocaux, ou encore de toutes autres combinaisons musicales ».

Dec. 23, 1924. S. S. WATERS 1,520,378

APPARATUS FOR RECORDING AND REPRODUCING SOUND

Original Filed July 3, 1920 2 Sheets-Sheet 2

Fig 2 — Fig 5 — Fig 6 — Fig 7

Inventor
Samuel S. Waters
By Mawhinney & Mawhinney
Attorneys

Cette illustration (selon Wireless World, janvier 1982), reproduit un certain nombre des croquis illustrant le brevet de Samuel S. Waters. La figure 2 montre le procédé de transmission (pour lire ou graver) des mouvements de (ou vers) deux diaphragmes élastiques (il s'agissait de « graphophones ») orthogonaux, à un burin graveur ou pointe de lecture, articulés sur joint de Cardan. La figure 5, fournit des détails sur le procédé sélectif de couplage aux deux diaphragmes. La figure 6 suggère la gravure de l'un des flancs du sillon et la figure 7 fait allusion à leurs gravures individuelles. Il se pourrait aussi qu'il s'agisse de gravures latérale et verticale.

Encore plus curieux, la cinquième revendication du brevet (voir fig. 5) décrit, avec 40 ans d'avance, le système décodeur mécanique, toujours utilisé par les phonolecteurs stéréophoniques piézoélectriques. La pointe de lecture, ici articulée sur joint de Cardan, libre de se mouvoir en deux plans perpendiculaires, transmet ses déplacements aux deux transducteurs orthogonaux (à l'époque diaphragmes élastiques ; mais cela aurait pu être tout autre) par deux lames, formant ressorts, (pièces 32 et 35), dont il est évident qu'elles ne transmettent par les tiges 23 et 34, que les mouvements de l'équipage mobile orientés selon leur largeur.

Les classiques décodeurs actuels formés d'un V en matière plastique souple (aux branches orthogonales) ne font rien d'autre : sans revenir sur des calculs, maintes fois développés ; il est intuitif que les branches du V, beaucoup plus raides en compression qu'en flexion, transmettent préférentiellement les mouvements dans le sens de leur longueur, alors que les autres sont fortement atténués. Le choix judicieux des dimensions et de la matière du V autorise un transfert diaphonique aussi faible qu'il sera désiré, à condition d'accepter la perte de sensibilité inhérente au dispositif.

Si cela vous chante, invoquez soleil et nouveauté !

R. LAFAURIE

Référence : Wireless World, janvier 1982, page 41.

DE L'UTILISATION D'UN MULTIMETRE NUMERIQUE

DEPUIS quelques années, le multimètre numérique remplace de plus en plus le traditionnel contrôleur à aiguille, lequel semble inexorablement voué à prendre place au musée des antiquités ! Les caractéristiques du multimètre numérique sont en effet suffisamment persuasives pour expliquer son succès.

En tout premier lieu, on peut signaler leur grande facilité de lecture : L'affichage en clair du résultat, avec la virgule positionnée, c'est tout de même autre chose. Souvent par contre, avec l'appareil à aiguille, la lecture s'avère difficile. Le cadran est encombré de plusieurs échelles, entre lesquelles il faut choisir, puis il faut se livrer au casse-tête de l'interprétation du résultat. Si c'est parfois relativement simple, c'est tout juste dans d'autres cas, s'il ne faut pas faire appel au papier et au crayon ! Nous pensons en particulier au 819 de Centrad dont les graduations valent parfois 5 unités et parfois 4, ce qui est bien gênant !

En second lieu, nous placerons la précision. Alors que les appareils à aiguille atteignent très péniblement le 1 %, les multimètres numériques sont en général à 0,1 % près dans les fonctions continues. Si cette précision n'est pas toujours très importante quand on mesure une intensité ou une tension, par contre il est très agréable de mesurer les résistances avec certitude, ne serait-ce que pour les apparier par exemple. L'ohmmètre numérique a aussi un gros avantage : aucun tarage n'est à faire ! Par contre son concurrent à aiguille, demande un tarage par gamme en général, ce qui est très désagréable !

En troisième lieu, nous devons rappeler que le multimètre numérique est un voltmètre électronique et de ce fait possède, en principe, la haute impédance d'entrée caractérisant ce type d'appareil. De fait, la quasi totalité des multimètres digitaux ont une résistance d'entrée de 10 MΩ. Le contrôleur à aiguille classique fait 20 kΩ par volt. Ainsi, en gamme 2 V, cet appareil aura une résistance interne de 40 kΩ. Le multimètre numérique marque un gros point puisque lui, avec ses 10 MΩ, a dans la même gamme une résistance par volt de 5 MΩ !

Oui, mais ! Lorsque l'on utilise une gamme plus élevée, l'avantage s'amenuise et finit... par s'inverser. C'est que le multimètre numérique est à résistance d'entrée CONSTANTE, ce qui fait que, en gamme 2 000 V, il fait toujours ses 10 MΩ soit... 5 000 Ω par volt ! Dans les mêmes conditions le contrôleur à aiguille a conservé ses 20 kΩ par volt et présente une résistance interne de... 40 MΩ ! Le petit tableau suivant donne, pour un multimètre numérique classique, la résistance par volt, pour les différentes gammes usuelles :

R d'entrée	Gammes	R par volt
10 MΩ	2 V	5 MΩ/V
10 MΩ	20 V	500 kΩ
10 MΩ	200 V	50 kΩ/V
10 MΩ	2 000 V	5 kΩ/V

Ce tableau montre que si le multimètre numérique est excellent sur les gammes sensibles, il est presque mauvais sur les gammes hautes ! Ne serait-ce donc pas l'appareil idéal que l'électronicien un peu naïf pourrait imaginer ? Les lignes qui suivent vont essayer de nous y faire voir un peu plus clair !

– I –

La mesure d'une tension

Lors des manipulations auxquelles se livre l'amateur d'électronique, la mesure de tensions est très courante. Cette mesure apporte très souvent le renseignement décisif permettant la mise au point ou le dépannage d'un appareil. Or, la mesure d'une tension se fait en réalité dans deux cas très différents. En effet, les tensions qui apparaissent dans un montage ont pour origine l'alimentation de ce montage. Si l'on mesure les tensions à l'origine, on les mesure en fait aux bornes du ou des générateurs alimentant l'appareil. Par ailleurs, ces tensions d'origine sont appliquées ici ou là, intégralement ou en partie, elles déterminent des courants, lesquels font réapparaître d'autres tensions... qu'il faut mesurer également.

D'où la distinction apportée par les deux paragraphes suivants :

1. Mesure aux bornes d'un générateur

Un générateur est une source de courant électrique caractérisée par sa Force ElectroMotrice, (FEM) mesurée en volt. Le générateur présente aussi, comme tous les appareils électriques une certaine Résistance interne. Si un générateur de FEM, « E » et de résistance interne « r » délivre un courant « I », la tension « U » qui apparaît entre ses pôles est U = E – rI. Cette tension est donc toujours inférieure à la FEM. L'écart entre U et E est proportionnel à r et I.

Si nous voulons mesurer une FEM, avec un multimètre numérique, quelle est la précision de la mesure ? En tout premier lieu, signalons que la résistance interne d'un générateur est souvent faible ou très faible : quelques dizaines d'ohms pour les plus mauvaises des piles à quelques centièmes d'ohms pour de très bons générateurs. Certains

générateurs de haute tension peuvent avoir une résistance interne de quelques centaines d'ohms. Voyons deux exemples précis :

Soit à mesurer la FEM d'un élément d'accumulateur cadmium-nickel de 1,2 V typique. Supposons une résistance interne de 1/10 Ω ce qui est raisonnable pour un élément de petite capacité. Voir figure 1. Le multimètre, avec ses 10 MΩ de résistance interne, va consommer un courant de l'ordre de $I = U/R = 1,2 : 10^7 = 0,12\ \mu A$. La tension mesurée aux bornes de l'élément est alors de U = E – rI soit :
$U = E - (1/10 \times 12 \cdot 10^{-8})$
$= E - (12 \cdot 10^{-9})$.

Vous l'avez compris, le multimètre vous indique la valeur de la FEM, avec sa précision propre, la mesure n'apportant aucune imprécision supplémentaire.

Soit maintenant à mesurer la FEM d'un générateur 1 000 V de résistance interne 500 Ω. Un calcul analogue au précédent donne une consommation du multimètre de $I = U/R = 1\,000 : 10^7 = 0,1$ mA. D'où la tension aux bornes du générateur pendant la mesure $U = E - rI = E - 500 \times 10^{-4} = E - 50$ mV.

L'écart est donc de 50 mV. Cependant comme la résolution du multimètre est de 1 V (s'il s'agit d'un 2 000 points) ou de 100 mV (s'il s'agit d'un 20 000 points) pour la gamme utilisée, cet écart passe totalement inaperçu !

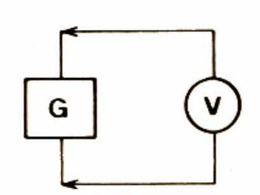


Fig. 1. – La précision de mesure d'une F.E.M. est celle du multimètre.

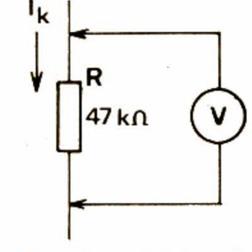


Fig. 2. – La précision de mesure d'une d.d.p. est de plus en plus mauvaise si R augmente.

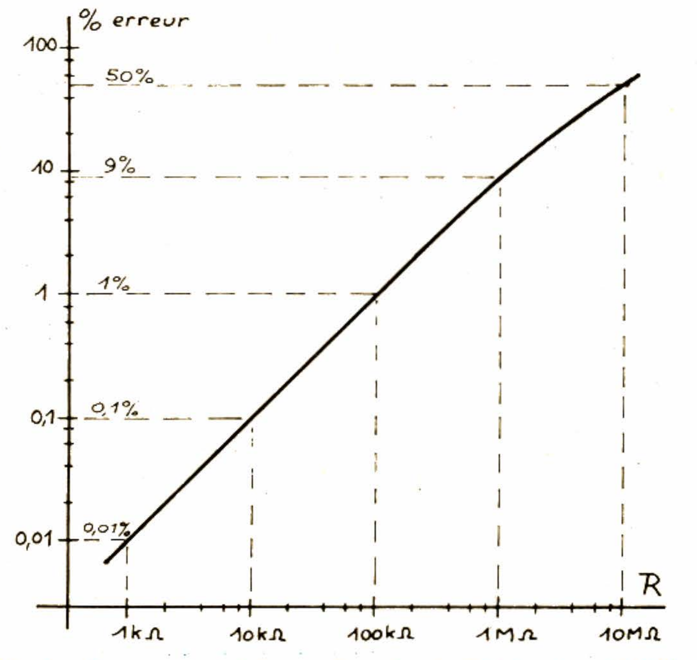


Fig. 3. – Erreur sur la d.d.p. en fonction de R-Voltmètre 10 MΩ.

En conclusion, nous pouvons considérer que toute mesure de FEM, directement aux bornes d'un générateur est une mesure donnant toute satisfaction, puisqu'elle se fait avec l'entière précision du multimètre, sans dégradation d'aucune sorte. Lorsque le générateur alimente un montage, sa tension aux bornes n'est plus égale à sa FEM (sauf s'il s'agit d'un générateur à régulation électronique) mais la mesure avec le multimètre numérique se faisant avec un supplément de courant débité tellement faible que la lecture a les caractéristiques ci-dessus et est donc très précise. Bien sûr le résultat de la mesure n'est plus la FEM, mais la tension en CHARGE.

2. Mesure aux bornes d'une résistance

Si la mesure de la tension d'alimentation est primordiale, il faut aussi mesurer les tensions partielles développées dans le montage. Ces mesures se font toujours aux bornes de résistances matérielles ou apparentes. Les tensions apparaissant entre deux points du montage sont appelées Différences de Potentiels ou « ddp ». Nous allons étudier le problème sur un exemple pour vous montrer que cette fois... ce n'est pas très simple ! Voir figure 2.

Pour fixer les idées, imaginons que nous voulions mesurer la ddp apparaissant aux bornes d'une résistance de 47 kΩ traversée par un courant constant de 100 µA. La théorie (loi d'Ohm) nous donne la valeur à trouver : $U = RI$ soit $U = 47\,000 \times 100 \cdot 10^{-6} = 4,7$ V $= 4\,700$ mV.

Connectons maintenant notre voltmètre numérique, en gamme 10 V, avec ses 10 MΩ de résistance interne, se plaçant en parallèle sur la résistance R et venant, on s'en doute en diminuer la valeur. La formule des résistances en parallèle nous permet de calculer la résistance équivalente de cette association :
$R_{eq} = (47 \cdot 10^3 \times 10 \cdot 10^6) : (47 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^6) = 46\,780\ \Omega$.

Le courant constant de 100 µA développe alors aux bornes de cette association, donc aux bornes du voltmètre, une tension mesurée de $U = 46\,780 \times 100 \cdot 10^{-6} = 4,678$ V au lieu des 4,700 V prévus et... réels !

L'erreur est de :
4 700 – 4 678 = 22 mV. La tension sera affichée 4,67 V par un 2 000 points et 4,678 V par un 20 000 points. L'imprécision apportée par les conditions de mesure est de :

$$\frac{22 \times 100}{4\,700} = 0,468\ \%$$

A ajouter à l'erreur propre au multimètre lui-même et qui est de 0,1 % en général.

Nous voici donc déjà assez loin de la précision théorique de notre appareil. Pourtant 47 kΩ est une valeur bien banale de résistance, plus que courante dans nos montages. Qu'en serait-il alors si cette résistance était plus élevée ? La figure 3, vous livre la réponse à cette inquiétante question. Pas brillant, n'est-ce pas : 1 % d'erreur aux bornes d'une 100 kΩ, 9 %, aux bornes d'une 1 MΩ et, horreur... 50 % aux bornes d'une 10 MΩ !!

Pour ne pas dépasser l'erreur typique du multimètre lui-même, soit 0,1 %, il ne faut pas mesurer aux bornes d'une résistance de plus de 10 kΩ. Bien sûr, en dessous tout va bien et on se retrouve petit à petit dans les conditions parfaites de la mesure aux bornes d'un générateur !

Vous êtes consterné ! Peut-être ignoriez-vous que votre magnifique multimètre numérique était capable de tels méfaits ? C'est pourtant ainsi et il faudra vous en

contenter, car la seule solution serait d'augmenter dans de grandes proportions la résistance interne du voltmètre. Hélas, on se heurte alors à un problème technologique insoluble : la réalisation de résistances de très haute valeur et de haute précision. De telles résistances quand elles existent... et à quel prix, dépassent rarement la centaine de mégohms, ce qui ne change pas beaucoup le problème.

Une consolation cependant : Le MX7135, que nous décrivons par ailleurs, a la particularité de posséder une gamme spéciale ± 2 V, à entrée directe, affranchie de l'atténuateur d'entrée, lequel est la cause de tous ces maux ! Dans cette gamme l'impédance du voltmètre dépasse le MILLIER de mégohms. On peut alors mesurer aux bornes de notre 47 kΩ avec une erreur additionnelle de... 0,0047 % !

L'erreur n'est que de 1 % (au lieu de 50 %) aux bornes de la 10 MΩ. L'amélioration est spectaculaire. Malheureusement... on ne peut mesurer que dans la fourchette 0 à ± 2 V.

Une consolation un peu... négative : Si vous n'avez pas pu caler votre dernier 20 000 points à 0,01 % près... n'en faites pas une maladie, car finalement le type de mesure que nous venons d'étudier est certainement et de beaucoup, le plus fréquent !

Mais alors, pourquoi un multimètre numérique pour de si « modestes » résultats ? Tout simplement parce qu'avec le concurrent à aiguille... c'est encore bien pire !! Pour la mesure aux bornes de la 47 kΩ ; le contrôleur, en gamme 10 V, a une résistance interne de 200 kΩ et de ce fait apporte une erreur additionnelle de ... 19 % !!

— II —

La mesure d'une intensité

Pour mesurer une intensité, il faut « ouvrir » le circuit et y intercaler l'ampèremètre. Voir figures 4 et 5. L'ampèremètre se trouve alors traversé par le courant à mesurer et il en indique la valeur. Malheureusement, il se trouve aussi branché en série avec les autres éléments du circuit. Si l'ampèremètre était parfait, sa résistance interne serait nulle et la perturbation apportée nulle aussi ! Bien sûr, il n'en est rien et la résistance interne de l'ampèremètre, aussi faible soit-elle va augmenter la résistance générale et... diminuer l'intensité. Conséquence pratique : la valeur mesurée i' sera toujours inférieure à la valeur réelle i. Pratiquement, tous les ampèremètres de contrôleurs universels ou surtout de multimètres se ressemblent. Voir figure 6. On fait passer le courant à mesurer dans une résistance de faible valeur appelée « shunt » et on mesure la tension aux bornes. On a $U = R_{sh} \times I_x$ et par conséquent une indication proportionnelle à l'intensité I_x. Il est facile alors de calibrer l'appareil en unités d'intensité, par le choix judicieux de la valeur du shunt. La résistance du shunt provoque évidemment une légère diminution de l'intensité passant dans le circuit, nous l'avons déjà dit. Une imprécision sur le résultat mesuré s'ajoute alors à celle de l'ampèremètre lui-même. Voyons cela sur un exemple.

Supposons un générateur de 10 V, à résistance interne négligeable, débitant dans un circuit de résistance totale 100 Ω. Le calcul théorique donne la valeur de l'intensité réelle : I = U/R = 10 : 100 = 0,1 A ou 100 mA.

Mesurons cette intensité, en gamme 200 mA, d'un multimètre dont le shunt fait alors 10 Ω (cas du MX7135). En intercalant l'ampèremètre, la résistance totale passe à 100 + 10 = 110 Ω et l'intensité devient I' = 10 : 110 = 90 mA ! Cette intensité est affichée par l'appareil : soit 90,00 mA pour le MX7135. L'erreur est de 10 % par rapport à l'intensité vraie, avant branchement. C'est déjà très gênant, même si nous n'envisageons pas les perturbations vicieuses que le branchement peut apporter au fonctionnement même du circuit testé !

Passons maintenant en gamme 2 000 mA, le shunt mesurant alors 1 Ω. La résistance du circuit descend à 100 + 1 = 101 Ω et l'intensité indiquée par l'appareil de mesure est de 10 : 101 = 99 mA. C'est déjà beaucoup mieux, l'erreur n'étant plus que de 1 % avec un affichage de 99,0 mA.

Passons en gamme 10 A, avec un shunt de 0,1 Ω. Nous lisons 10 : 100,1 = 99,9 mA ou en réalité soit 99 soit 100 points (MX7135). On peut considérer la mesure exacte !!

Comme on le constate, le changement de gammes va faire passer l'affichage de 90 mA à 99 mA puis pratiquement 100 mA. Il y a évidemment de quoi surprendre quelques utilisateurs qui croyaient naïvement qu'en connectant leur ampèremètre numérique, ils devaient lire l'intensité exacte... un point c'est tout ! (Et c'est le cas de le dire !!). Et bien, encore une fois, qu'ils soient déçus ! Impossible de faire autrement. Aucun multimètre ou ampèremètre n'échappe totalement à ce problème (hormis quelques montages à impédance d'entrée nulle, mais valables seulement pour les courants faibles).

C'est la raison pour laquelle, une mesure d'intensité doit toujours se faire à nombre de points affichés aussi faible que possible. Toujours commencer la mesure par la gamme la moins sensible (10 A par exemple), puis remonter les gammes et s'arrêter juste avant celle à partir de laquelle le résultat lu baisse nettement. Dans le cas précédent, on se servirait de la gamme « 2 000 mA » puisque dans la gamme consécutive, le résultat chute de 99 à 90 mA.

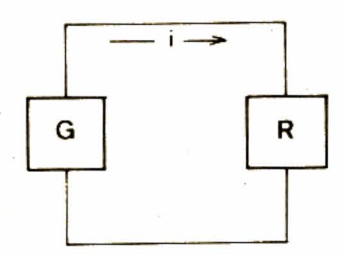


Fig. 4. — Circuit avant la mesure d'intensité.

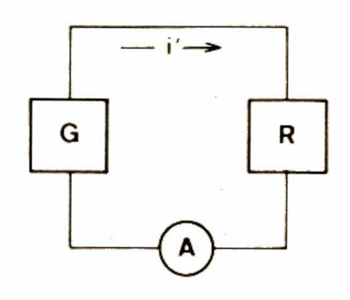


Fig. 5. — Circuit pendant la mesure d'intensité. Dans tous les cas : i' < i.

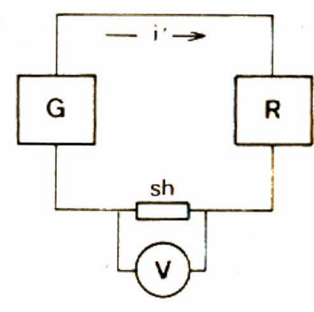


Fig. 6. — Un ampèremètre est souvent un voltmètre associé à un shunt.

— III —

Mesure d'une résistance

Enfin, voici une mesure satisfaisante. Si on devait réinventer les multimètres numériques, on le ferait, rien que pour la satisfaction de mesurer les résistances avec précision !

En effet, la mesure de la résistance ne pose pas de problème, à condition toutefois que le conducteur soumis à cette mesure soit extrait du montage dont il fait partie et ne soit plus, à plus forte raison, sous tension. La valeur affichée est exacte, sans autre réserve... que la précision du multimètre elle-même. Celle-ci est en général de 0,1 %. Les mesures auront donc cette précision.

Deux cas cependant méritent un peu d'attention :

Lorsque la résistance mesurée a une forte valeur, supérieure à 1 MΩ, quelques précautions sont à prendre. Il ne faut pas oublier que l'ohmmètre électronique a une impédance d'entrée très élevée (> 1 000 MΩ). Il est donc très sensible aux inductions parasites, du secteur en particulier. Aussi, si vous mesurez une résistance de plusieurs mégohms, au bout de conducteurs de 1 m, non blindés, il y a fort à croire que votre mesure sera perturbée. Vous allez constater que l'affichage « tourne » autour de la valeur de cette résistance. Pour retrouver une indication stable, il faut soit brancher directement la résistance sur l'appareil, sans fils, soit la relier par fils blindés.

Lorsque la résistance à mesurer est faible, il faut généralement tenir compte de la résiduelle de mesure : la résistance parasite des liaisons, voire celle de l'ohmmètre lui-même. Pour apprécier cette résiduelle, court-circuiter les extrémités des fils de mesure, lire le résultat et le déduire des mesures suivantes.

— IV —

Mesures en alternatif

Si l'on ne fait pas intervenir les problèmes de forme du signal alternatif, problèmes résolus par le convertisseur de tensions et intensités EFFICACES VRAIES, ce qui est le cas du MX7135 (avec son circuit de « True RMS ») les mesures en alternatif ne posent pas plus de problèmes que les mesures en continu... mais pas moins !!

Par contre, si vous utilisez un multimètre à conversion alternatif-continu par système à simple redressement, sachez que vous ne pouvez mesurer que des signaux sinusoïdaux. Pour toutes les autres formes, le résultat mesuré est faux.

Dans le meilleur des cas on n'aura de problèmes qu'avec la mesure des tensions faibles nécessitant l'usage d'une gamme sensible. Si dans ce cas, on utilise des fils de liaison ordinaires, on risque évidemment de capter des inductions parasites et d'avoir un affichage très fluctuant. Il est hautement recommandé d'employer des fils blindés.

Enfin, si vous voulez mesurer la tension du secteur avec un multimètre à boîtier métallique, c'est tout à fait possible, mais avec un minimum de précautions inspirées par le plus élémentaire bon sens : Poser le multimètre sur une surface isolante, le placer en gamme convenable, le raccorder à la prise de courant. Regarder et... ne pas toucher !

Conclusion

Nous espérons que ce court article vous a éclairé sur les problèmes propres à l'utilisation rationnelle d'un multimètre numérique. Il serait, nous l'avons vu, puéril de croire que tout appareil qui affiche une valeur en clair, est au-dessus de tout soupçon ! Ce type d'appareil a, comme les anciens appareils à aiguille, ses difficultés d'emploi et il est tout simplement nécessaire d'en être bien conscient et constamment imprégné ! Le multimètre numérique constitue malgré tout cela, un progrès considérable et s'il ne remplacera jamais le galvanomètre à aiguille pour la recherche d'un maximum (réglage d'un récepteur, par exemple) il est devenu, pour les professionnels et pour les amateurs, un appareil de base indispensable.

F. THOBOIS

Bloc-notes

L'oscilloscope à mémoire numérique Gould OS 4200

Le nouvel OS 4200 de Gould Instruments est un oscilloscope à mémoire numérique deux voies conçu pour répondre à un besoin du marché non couvert par les appareils de résolution verticale 8 bits, plus traditionnels. Il associe une haute résolution à une grande sensibilité. Cette haute résolution, à la fois dans l'axe vertical et dans l'axe horizontal, autorise une expansion considérable après mémorisation, et par conséquent une analyse très fine de chaque détail du signal.

L'OS 4200 possède une résolution de 10 bits (0,1 %) dans l'axe vertical et une mémoire de 4 096 octets équivalant à une résolution de 0,025 % dans l'axe horizontal (0,1 % en mode X-Y). Ces résolutions autorisent une expansion par 5 en vertical et une expansion par 50 en horizontal, ce qui rend l'appareil particulièrement apte à l'examen d'événements transitoires dans les applications se rapportant à l'analyse des vibrations, la mesure des contraintes, l'ingénérie biomédicale, la chimie analytique, etc.

Ce nouvel appareil offre tous les avantages inhérents aux oscilloscopes à mémoire numérique tels que la visualisation des phénomènes précédant le déclenchement, le temps de mémorisation illimité, la comparaison d'un signal mémorisé et d'un signal temps réel, etc. A cela s'ajoute de nombreuses et nouvelles possibilités telles que l'expansion et le cadrage vertical après mémorisation, un gain commutable sur les deux voies portant la sensibilité à 100 µV/cm, etc. Pour exploiter pleinement la haute sensibilité de cet appareil, chaque voie dispose d'un filtre passe-bas qui peut être mis en circuit ou hors circuit suivant le besoin.

L'OS 4200 est doté d'un système de déclenchement très perfectionné. Avec l'appareil en mode monocoup le premier phénomène qui déclenche la base de temps est capturé et bloqué et, si la commande de pré-déclenchement est engagée, 25 % du signal visualisé représente l'information qui a eu lieu avant le point de déclenchement. L'OS 4200 dispose également d'un circuit de déclenchement à double seuil appelé « fenêtre de déclenchement ». Lorsque le signal d'entrée dépasse le seuil positif préréglé ou seuil négatif préréglé, il y a déclenchement et capture.

CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT

metrix

LA MESURE RENOMMÉE A VOTRE PORTÉE !

MULTIMÈTRES *les 4 Frères "DIGITS"* se ressemblent et sont différents

- Même présentation fonctionnelle.
- Calibre 10 A.
- Test diode.
- Fusible HPC (sauf MX 522).
- Protection électronique sur tous les modèles.
- Test continuité sonore (sauf MX 522 et 575).

MX522	**LE 2000 POINTS ÉCONOMIQUE** Précision 0,5 %. 6 fonctions. 22 calibres. Test diode.	**750 F**
MX562	**LE 2000 POINTS DU TECHNICIEN CHEVRONNÉ.** Précision 0,2 %. 6 fonctions. 25 calibres. Test diode.	**1.050 F**
MX563	**LE 2000 POINTS EFFICACE VRAI** Précision 0,1 %. Mesure de température. Mémoire crête. 9 fonctions. 32 calibres dont 1 en dB.	**1.860 F**
MX575	**LE LABORATOIRE DE POCHE !** **20.000 points efficace vrai.** Précision 0,05 %. **Fréquence mètre** 50 kHz. Test diode.	**2.060 F**

MULTIMÈTRES *les 3 Frères "AIGUILLES"*

classe 1,5

MX130	30 Ampères direct.	**605 F**
MX230	20.000 Ω/V universel	**580 F**
MX430	40.000 Ω/V. Protection électronique de haute sécurité ohmètre linéaire.	**810 F**

MESUREUR DE CHAMP PROFESSIONNEL

VX429

Réception panoramique totale du spectre de fréquences. Réception image et son. Niveau : 20 dB/µV à 130 dB/µV. Fréquences : (47-65 MHz) (88-110 MHz) (164-225 MHz) (470-860 MHz).

11.500 F

OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL

OX734

Double trace. Double base de Temps. Vrai 40 MHz (60 MHz à 6 dB). Loupe simultanée sur les 2 traces. Hold off réglable. Tube cathodique 12 kV.

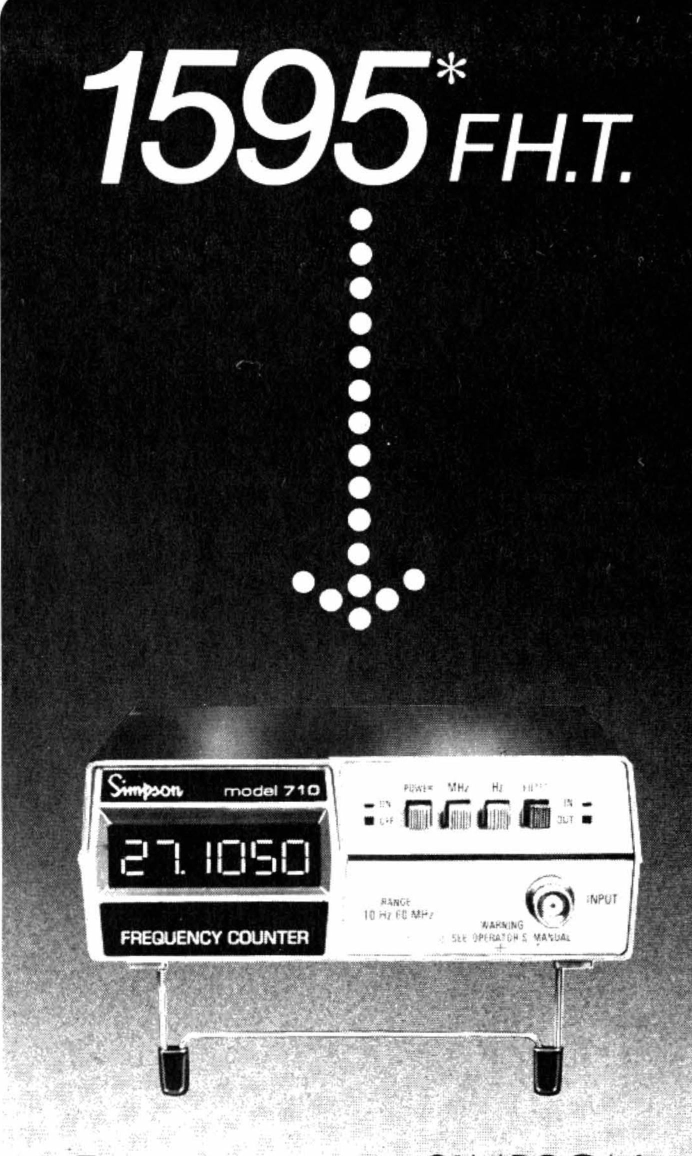
7.860 F

A PARIS : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 CEDEX PARIS (XII)
Tél. : 346.63.76 (lignes groupées)
Ouvert tous les jours (sauf dimanche et lundi matin) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000. **Tél. : (61) 62.02.21**
Ouvert tous les jours (sauf dimanche et lundi matin) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

EXPÉDITIONS PROVINCE et ETRANGER

CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT·CIBOT



Fréquencemètre SIMPSON

modèle 710 - 60 MHz

- 6 chiffres LED de 9 mm
- 10 Hz à 60 MHz
- précision : 1.10^{-5} + 1 digit
- résolution : 1 Hz
- sensibilité : 50 mV jusqu'à 50 MHz
  100 mV de 50 à 60 MHz
- protection : 240 V crête
- dimensions en mm : 50x142x116
- masse : 340 grammes

* Prix 1er mars 1982



ZA des Godets
rue des Petits Ruisseaux BP 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. : (6) 930.28.80 - Télex : 600517 F

INDUSTRIE SERVICE

comparez



le multimètre Norma D 1216

- Cordons et douilles de sécurité - Protégé sur toutes les fonctions - Commutation unique - Autonomie supérieure à 2000 heures - Calibre 10 A.
- BIP sonore.

Autres fabrications:

Appareils de service, d'isolement, de terre, etc..
Appareils de mesure industrielle de précision.
Appareils de mesure compatibles IEEE.

de nadisco

Siège et usine : 4, r. Armand Lecourt
93250 Villemomble. Télex : 212421
Tél. (1) 354 16 07

M . ... fonction ....
Société .... Adresse ....
....
Tél. .... Activité ....
souhaite recevoir une documentation ☐ un appel téléphonique ☐ concernant le Multimètre Norma D 1216 ☐ les autres fabrications de Nadisco
....

REALISEZ UN MULTIMETRE NUMERIQUE

20 000 points : le MX 7135

APRES la série des multimètres 2 000 points que nous avons décrits dans les nos 1640 et 1644 du Haut-Parleur, nous nous devions de présenter un modèle plus performant encore, c'est-à-dire un 20 000 points. La description de ce mois tend à combler cette lacune.

Il faut dire que la réalisation d'un multimètre 20 000 points n'est pas, à priori très, très facile ! La précision requise, correspondant à 1 point pour 20 000, soit 5×10^{-5} ne s'obtient pas simplement. S'il ne s'agissait d'ailleurs que du voltmètre continu, il n'y aurait guère de difficulté, mais il faut en plus, mesurer les intensités, les résistances... l'alternatif, et c'est là que les choses se compliquent !

On peut d'ailleurs très raisonnablement se poser la question : un amateur a-t-il besoin d'un tel appareil pour ses travaux courants ? Nous allons être franc ! La réponse est NON !

Pourtant, il est aussi évident que, à partir du moment où le prix de revient de l'appareil n'est guère supérieur à celui d'un 2 000 points, à partir du moment où la réalisation s'avère aussi simple, à partir de ce moment-là, on ne voit pas pourquoi, l'amateur se priverait de ce genre d'appareil.

Sur un autre plan, plus bassement matériel, c'est-à-dire celui de la rentabilité de l'opération, on constatera que s'il est difficile maintenant de décrire un 2 000 points très compétitif avec les modèles équivalents du commerce, c'est par contre bien plus facile avec un 20 000 points, ce genre d'appareil n'étant pas courant dans les fabrications à grande diffusion, donc à bas prix !

Par ailleurs, n'est-il pas agaçant de pouvoir mesurer 1,985 V, avec 3 décimales alors que l'on ne peut mesurer 2,02 V qu'avec 2 décimales seulement... quand on se sert d'un 2 000 points. Ce genre de problème ne vous arrivera pas avec un 20 000 points, puisque vous aurez les 3 décimales de 0 à 20 V et non de 0 à 2 V ! C'est tout de même une sacrée différence ! Comme tous nos montages actuels ont rarement des tensions d'alimentation dépassant les 15 V, on pourrait même se contenter de faire un voltmètre... à une seule gamme !

Enfin, lorsque vous constaterez la remarquable simplicité du MX 7135, nous sommes presque sûr que vous serez tenté !

La réalisation d'un 20 000 points nécessitait jusqu'à présent l'utilisation d'une paire de circuits intégrés spécialisés et souvent coûteux. La sortie récente chez INTERSIL d'un circuit réalisant la même fonction en un seul boîtier, pour un prix très acceptable change complètement le problème et permet la réalisation que nous vous présentons dans ce numéro. Ce circuit intégré est le ICL 7135 !

Un petit revers à la médaille : le ICL 7135 n'est prévu que pour mesurer de – 2 V à + 2 V. On ne descend donc pas à ± 200 mV, comme cela est courant avec les convertisseurs ICL 7106 ou ICL 7107 de la même marque. Ne nous affolons pas ! 2 V, en 20 000 points, sont affichés 2,0000 V avec 4 décimales donc au 1/10 de mV près soit exactement la même résolution que nous le permettaient les convertisseurs cités ci-dessus ! Avantage, au contraire, pour atteindre 2 000 V théoriques, il nous suffira de 4 gammes, alors qu'il en fallait 5 avec les ICL 7106/7.

Un multimètre 20 000 points ne nous semble pas être un engin à utiliser dans la nature ! Nous avons donc opté délibérément pour l'alimentation secteur et du même coup pour les afficheurs à LED, tout de même bien plus agréables que les sinistres cristaux liquides et combien plus solides ! Nous nous sommes offert le luxe des mêmes afficheurs de 20 mm que ceux du TFX 3 ! Quel confort, mes amis !!!

Dans notre série précédente nous avions choisi volontairement de faire des appareils très compacts, aux dimensions aussi faibles que possible. Après coup, nous croyons avoir fait une erreur ! Aussi, cette fois, nous avons choisi des dimensions plus confortables, donnant plus de facilité de réalisation, des interventions aisées et en définitive un aspect final... plus impressionnant !

Ne vous inquiétez quand même pas trop, vous placerez très facilement le MX 7135 sur votre table de travail !

Un dernier mot, pour clore ce préambule de présentation : Le MX 7135 mesure les tensions et intensités alternatives en valeurs efficaces vraies, indépendantes de la forme du signal. (True RMS). Et cela, ce n'est pas du gadget !

– I – Caractéristiques du MX 7135

– Multimètre numérique à 20 000 points (de 0 à ± 19 999) soit 4 1/2 digits.

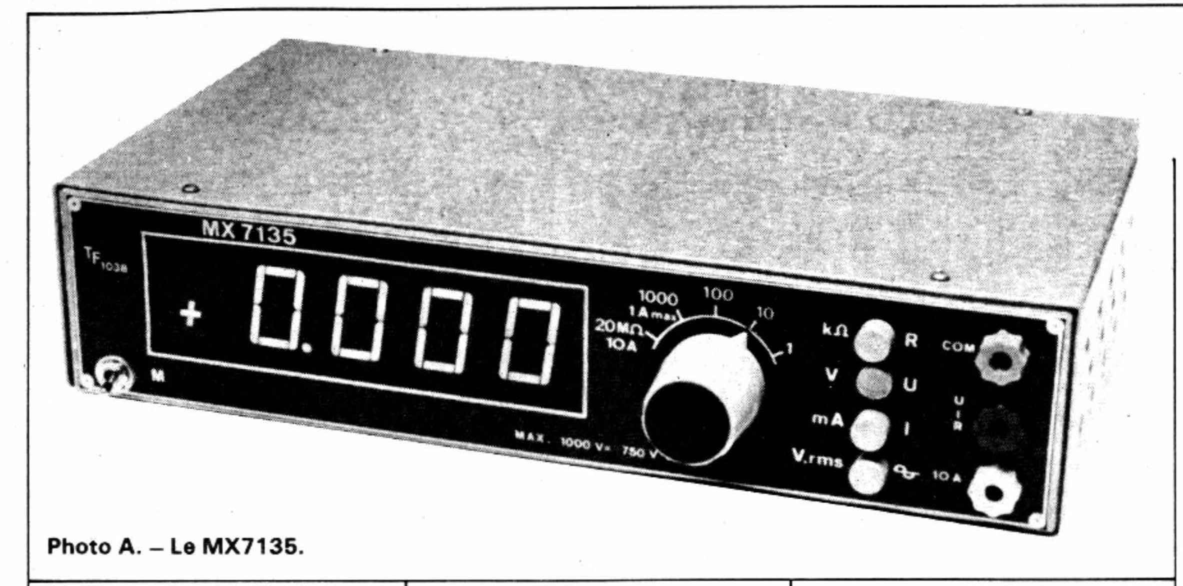


Photo A. – Le MX7135.

– Afficheurs à diodes LED, chiffres de 20 mm.
– Convertisseur A/D à double rampe, zéro vrai et polarité automatique.
– Cinq fonctions :
- Voltmètre continu
- Voltmètre alternatif
- Ampèremètre continu
- Ampèremètre alternatif
- Mesure des résistances.

– Quatre gammes pour la mesure des tensions :
- Résolution maximum : 0,1 mV
- Maximum mesurable : 2 000 V théoriques mais 750 V maximum en pratique
- Précision en continu : 0,01 % possible
- Précision en alternatif : 0,5 % globale
- Impédance constante d'entrée : 10 MΩ
- Protection jusqu'à 750 V, dans les gammes basses
- Cinquième gamme supplémentaire spéciale : ± 2 V à très haute impédance.

– Cinq gammes pour les mesures d'intensité :
- Résolution maximum : 0,1 µA
- Maximum mesurable : 10 A
- Précision en continu : 0,1 %
- Précision en alternatif : 0,5 %
- Chute de tension parasite de 2 V à pleine échelle, conduisant à recommander une mesure d'intensité en 2 000 points maximum, donnant une chute de 200 mV.
- Grande protection contre les surcharges, par fusible et système à triac.

– Cinq gammes pour les mesures de résistances :
- Résolution maximum : 0,1 Ω
- Maximum mesurable : 20 MΩ
- Précision : 0,01 % possible
- Excellente protection contre les surcharges.

– Autres particularités :
- Entrée unique, commune pour les mesures de tension, d'intensité et de résistances.
- Entrée directe 10 A
- Entrée spéciale, haute impédance (> 1 000 MΩ) à l'arrière de l'appareil.
- Dépassement de capacité indiqué par le clignotement de l'affichage des zéros.
- Dimensions : 235 × 130 × 55 mm
- Alimentation : 220 V

– II –

Etude théorique

Nous allons analyser rapidement la structure et le fonctionnement des trois parties essentielles du MX 7135 : le convertisseur A/D, les circuits de fonction et l'alimentation.

1. Le convertisseur A/D

La conversion analogique digitale est assurée, nous l'avons dit, par un circuit LSI : le ICL 7135 de INTERSIL. Ce nouveau circuit fonctionne comme les précédents ICL 7106/7 sur le principe de la conversion double rampe. Nous n'allons pas revenir une fois encore sur le détail du processus, mais simplement en rappeler l'essentiel. La conversion se fait en quatre phases :

- **La phase d'auto-zéro,** durant 10 000 périodes d'horloge. Le condensateur de référence se charge, tandis que le condensateur d'auto-zéro stocke la somme des erreurs de décalage.
- **Intégration du signal mesuré,** durant aussi 10 000 périodes d'horloge. L'intégrateur génère une rampe très linéaire, dont la pente dépend de l'importance de la tension mesurée. Le niveau atteint au bout des 10 000 périodes dépend donc de cette tension. La polarité du signal est détectée et mise en mémoire.
- **Intégration du signal de référence.** Partant du niveau final atteint, à la fin de la rampe montante, l'intégrateur intègre maintenant la tension de référence en créant une rampe descendante à pente constante et qui demande donc un nombre de périodes d'horloge proportionnel au niveau de départ, donc à la tension mesurée, pour retrouver le niveau 0. Ce nombre de périodes donne une mesure numérique de la tension d'entrée. Un système de compteurs fera apparaître le résultat de l'affichage.
- **Mise à zéro de l'intégrateur.** La sortie de l'intégrateur est forcée à 0, ce qui permet de retrouver très rapidement le fonctionnement normal si la tension mesurée excessive a provoqué une surcharge du système. La durée de cette phase est en moyenne de 150 périodes, pouvant atteindre 6 200 périodes en dépassement de capacité.

On peut constater que la durée moyenne du cycle total est un peu supérieure à 40 000 périodes d'horloge. Pour avoir 3 mesures par seconde, ce qui est classique dans ces systèmes, l'horloge devra osciller à 3 × 40 000 = 120 kHz.

Le ICL 7135 n'intègre pas l'oscillateur d'horloge. Il faut donc faire appel à un oscillateur externe. Nous avons utilisé un ICM 7555, version C.MOS du célèbre 555. La fréquence est ajustable par P_2 (voir la fig. 1). Elle est stable et largement indépendante des fluctuations de l'alimentation.

En fait, la caractéristique essentielle du 7135 est de multiplexer les signaux de sortie de l'affichage. On sait que cette technique permet de réduire notablement le nombre de picots de sorties du circuit intégré. Ainsi, en 20 000 points, il faudrait 32 sorties de segments, sans compter les points décimaux. Avec le multiplexage, on ramène ce nombre à 9 : le gain est spectaculaire.

Hélas, le multiplexage intégré au convertisseur est inévitablement générateur de bruit : les fronts raides des signaux de commutation étant très perturbateurs. C'est très certainement la raison pour laquelle le ICL 7135 n'est prévu que pour une sensibilité d'entrée de ± 2 V. C'est aussi pourquoi l'oscillateur d'horloge n'a pas été intégré.

A noter que tous les autres convertisseurs 20 000 points concurrents sont en double boîtier : l'un pour le

convertisseur proprement dit et l'autre pour les circuits de multiplexage. Notons aussi que les ICL 7106/7 intégrant tout le système ne multiplexent pas les sorties d'affichage, d'où un bruit très faible et la possibilité d'une sensibilité d'entrée de 200 mV. Comme quoi, en électronique, comme ailleurs il est difficile d'avoir tous les avantages en même temps !

La figure 1 donne le schéma d'ensemble du convertisseur A/D. On y retrouve les éléments nécessaires à la mise en œuvre du 7135.

La référence 1,0000 V. Elle est obtenue par l'intermédiaire d'une zener band-gap type ICL 8069 de très bonne stabilité mais tout juste suffisante pour un 20 000 points. Eh oui, ici tout devient 10 fois plus difficile. Nous verrons dans la mise au point que certaines compensations seront éventuellement nécessaires.

La référence donnant 1,2 V typiques, il faut se ramener à 1 V par un pont diviseur.

La tension délivrée par P_1 est appliquée à l'entrée référence (picot 2) du circuit.

Le condensateur d'intégration C_1 devrait être un modèle de haute qualité, du type polypropylène. On pourra se satisfaire en général d'un polycarbonate ou d'un polyester.

Les condensateurs de référence (C_3) et d'auto-zéro (C_2) sont moins critiques.

La résistance R_6 et la diode associée sont destinées à corriger l'erreur de « Roll over » c'est-à-dire la différence existant entre les mesures de deux tensions parfaitement opposées. On peut ajuster la correction par R_6. A noter que le circuit n'agit que sur la mesure positive.

La résistance R_4 sera ou ne sera pas montée selon l'exemplaire de ICL 7135 utilisé. Cette résistance corrige en principe de légers défauts de linéarité du circuit.

L'entrée mesure est protégée par la cellule R_7C_4.

Le ICL 7135 fournit directement les signaux de commande des digits. Des transistors interrupteurs T_1 à T_5 les exploitent pour alimenter à tour de rôle les afficheurs à anode commune (de D_5 à D_1).

Les signaux de segments sont fournis en code BCD et de ce fait doivent être décodés par un classique 7447. Pour éviter l'allumage du « 1 » lors du « 0 partout » le transistor T_6 bloque le 7447 pendant D_5 si l'information à afficher est bien 0. Le transistor T_2 activé par la sortie « Polarité » allume la barre verticale du signe +, le faisant ainsi passer de − à +.

Le ICL 7135 s'alimente en ± 5 V. De grandes précautions dans les lignes d'alimentation doivent être prises pour avoir un fonctionnement satisfaisant. Il est impératif de veiller à ce que les courants de retour des afficheurs ne viennent pas perturber le potentiel de masse analogique. On constatera donc que les deux retours de masse digitale (m.d.) véhiculant les courants perturbateurs et de masse analogique (m.a.) sont nettement séparés, bien que mis tous deux au potentiel chassis, en un point unique. Sans ces précautions, il est quasi impossible d'avoir un zéro correct du circuit, avec tension d'entrée nulle. Ce problème n'est d'ailleurs absolument pas propre au 7135, mais existe avec tous les circuits de voltmètre à afficheurs LED.

2. Les circuits de fonctions

Les différentes fonctions du MX 7135 sont mises en œuvre par un double système de commutation dont la figure 2 donne le détail.

Le commutateur à 4 touches interdépendantes K_F, permet de choisir entre voltmètre, ampèremètre, ohmmètre, alternatif ou continu.

Le commutateur rotatif K_G permet de sélectionner la gamme de mesure.

Dans la figure 2, le commutateur K_F a été dessiné avec toutes ses touches au repos. On constate alors que l'entrée du convertisseur A/D retourne à la masse à travers K≃ puis K_I, puis K_U et enfin K_R. Le MX 7435 doit marquer 0 !

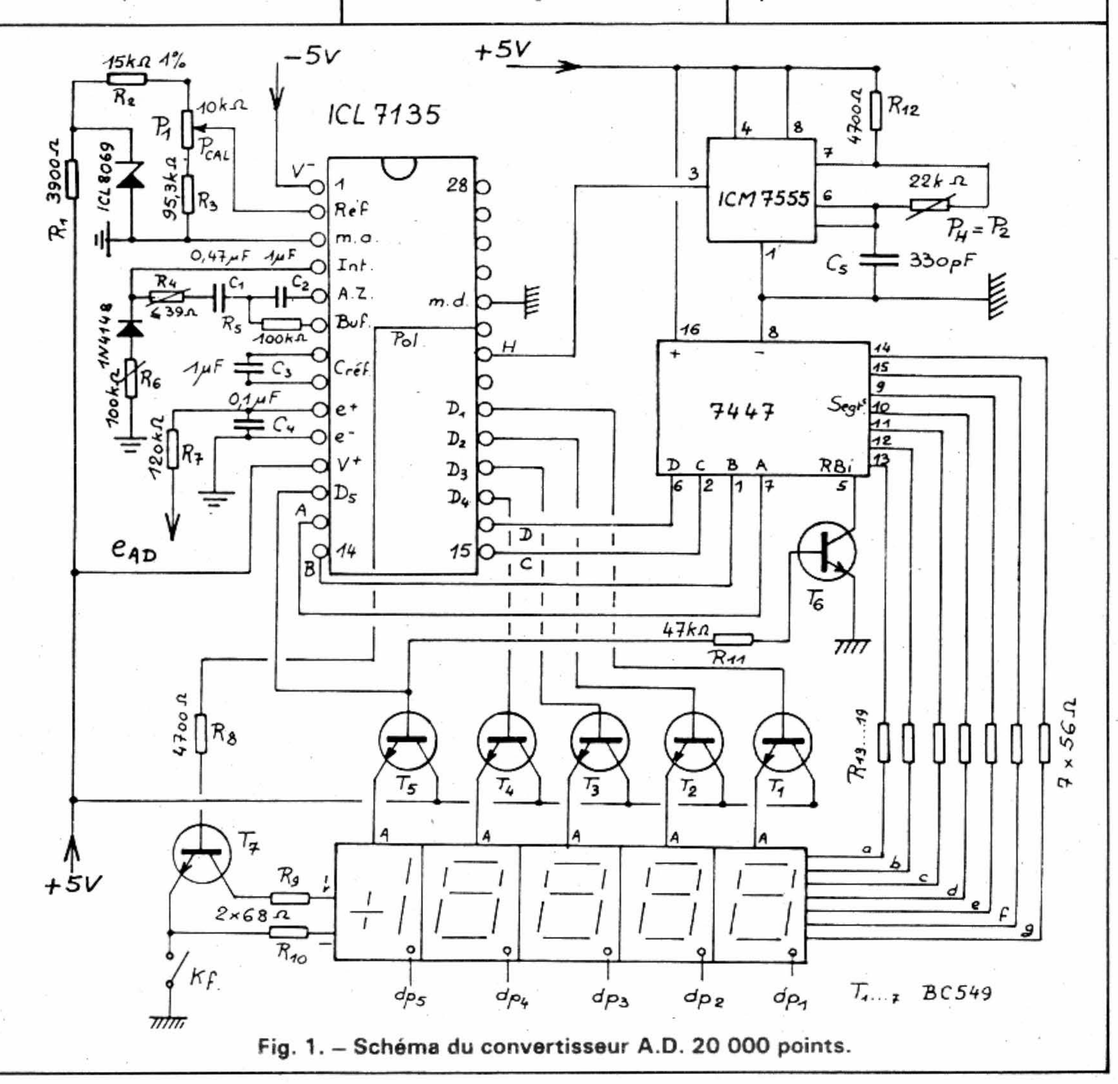


Fig. 1. – Schéma du convertisseur A.D. 20 000 points.

• **En voltmètre continu** (K_U enfoncée seule) l'entrée de A/D est reliée à c de K_{G2} lequel sélectionne le point de branchement sur le pont diviseur de 10 en 10, de précision. (R_{27} à R_{31}). La tension à mesurer, appliquée en E parvient au sommet du pont diviseur par K_I et K_U.

L'entrée A/D est protégée par la cellule R_{37}/C_{16} et par le système à 4 diodes, limitant la tension atteignant e_{AD} à un peu plus de ± 5 V, ce qui est sans danger. L'entrée effective du ICL 7135 étant encore protégée par R_7 limitant le courant possible à 50 µA, la maximum admissible étant de 100 µA.

La résistance R_{37} protège les diodes. Notons que si 500 V (tension de service de C_{16}) sont appliqués par inadvertance sur l'entrée E, en gamme 1, cette tension ne fait passer qu'un courant de 500 V/470 kΩ ≃ 1 mA dans les diodes, ce qui est parfaitement inoffensif. En réalité, ce qui reste à craindre avec de telles tensions, c'est plutôt un claquage de C_{16} ou un amorçage dans les commutateurs. La limite absolue à ne pas dépasser a ainsi été fixée à 750 V.

Un gros problème du multimètre numérique en général se trouve dans la réalisation d'un pont diviseur précis. Les résistances précises et stables, de valeurs élevées sont difficiles à trouver. Pour supprimer cette difficulté, nous avons fait usage d'un réseau de résistances spécial pour multimètres. Les résistances déposées sur support céramique sont alors suffisamment précises pour éliminer toute nécessité d'un calibrage du pont diviseur.

La dernière position de K_{G2} n'est pas reliée au pont diviseur. Dans ces conditions l'entrée du convertisseur A/D est « en l'air ». La borne E_Z nous permet alors d'avoir une gamme ± 2 V, à très haute impédance (Z > 1 000 MΩ). C'est une possibilité intéressante permettant de faire des mesures précises sur des circuits eux-mêmes à haute impédance. Voir « Utilisation ».

• **En voltmètre alternatif** (K_U et K ∿ enfoncées)

Le convertisseur alternatif/continu s'intercale entre l'entrée E du multimètre et l'entrée du convertisseur A/D. La cellule R_{37}/C_{16} protège cette fois l'entrée de ce module. Un réseau de condensateurs ajustables (C_{11} à C_{15}) corrige l'atténuateur en fréquence.

Le schéma du module alternatif est donné en figure 3. Avec les circuits intégrés... c'est très simple de faire une mesure des valeurs efficaces VRAIES !

Remarquons que l'essentiel du travail est fait par un circuit spécialisé : le AD 536 de Analog Devices. Les amateurs intéressés par le fonctionnement plus détaillé de ce circuit voudront bien se reporter à un récent numéro du HP : le n° 1674 dans lequel ils pourront trouver des renseignements utiles.

L'énorme avantage de ce circuit est qu'il se calibre en CONTINU. On n'est donc pas confronté avec la redoutable

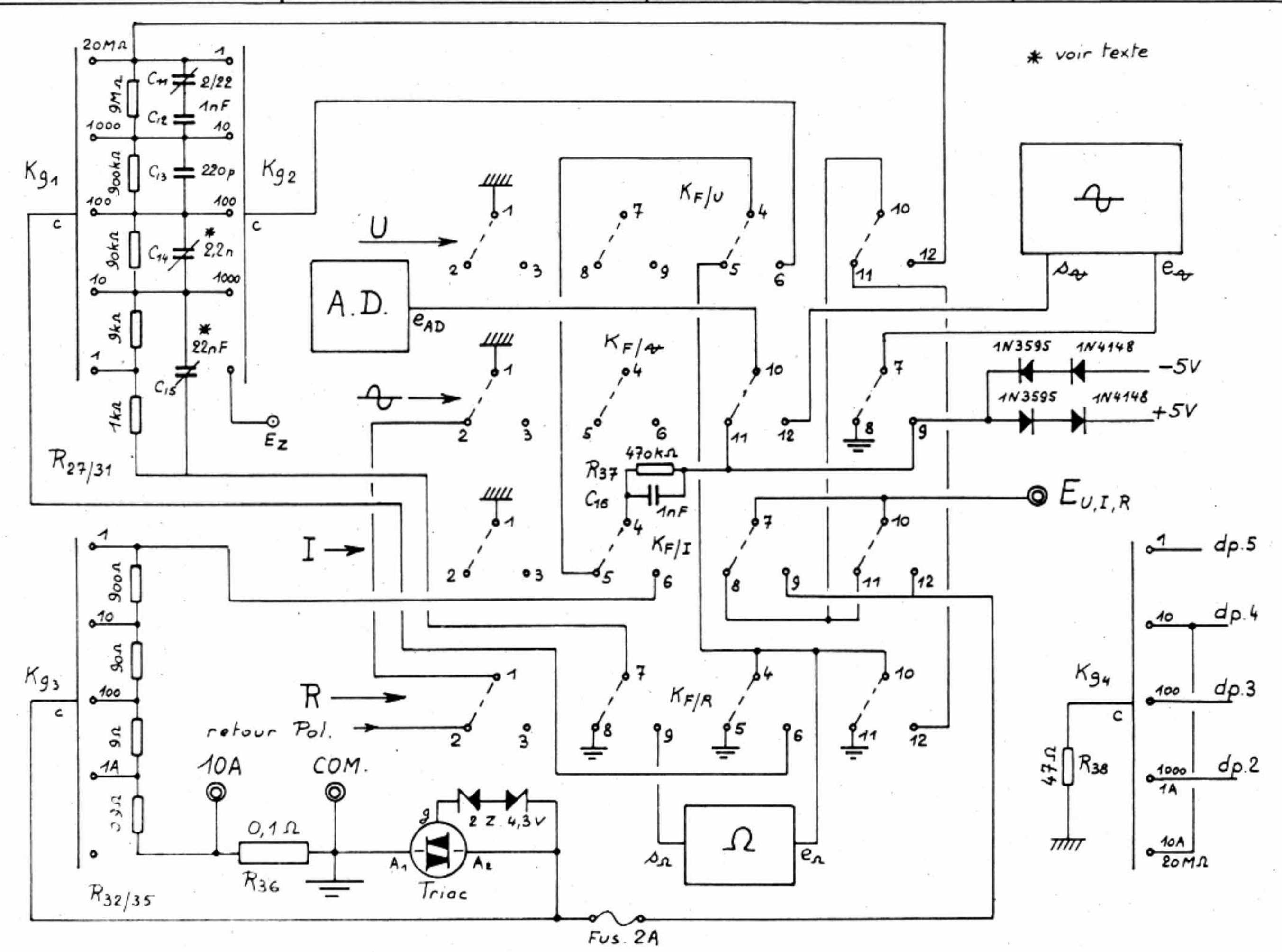


Fig. 2. – Schéma des commutations.

nécessité de disposer d'une source ALTERNATIVE étalonnée.

Cependant, et malgré l'emploi de ce circuit intégré spécial, il n'en reste pas moins vrai que la mesure des tensions alternatives est délicate. De nombreux facteurs d'erreur vont s'ajouter. Il y a d'abord les erreurs propres au circuit AD 536 lui-même, puis les erreurs du convertisseur A/D, puis les erreurs dues à l'atténuateur d'entrée et essentiellement à sa compensation en fréquence. En définitive la précision globale des mesures en alternatif ne sera guère meilleure que 0,5 %. Ce n'est d'ailleurs pas si mal pour ce problème difficile. Il suffit d'ailleurs de consulter le détail des caractéristiques de multimètres 20 000 points commerciaux pour s'apercevoir qu'elles ne sont pas meilleures.

Le progrès est par ailleurs considérable par rapport au système classique de mesure par redressement de la tension alternative. En effet dans ce cas l'étalonnage n'est valable que pour la forme d'onde avec laquelle il a été fait. On utilise la forme sinusoïdale, dans tous les cas. Par conséquent dès que le signal n'est plus sinusoïdal, la mesure est fausse, d'autant plus erronée que la différence de forme est grande. Or le signal sinusoïdal parfait étant aussi rare que les beaux jours on se doute que les mesures exactes le sont tout autant ! Avec le convertisseur de valeur efficace vraie, ce n'est pas le cas : il est possible de mesurer le sinusoïdal pur ou déformé, les triangulaires, les signaux carrés et même les formes aléatoires. Dans tous les cas, le résultat de la mesure sera la valeur efficace c'est-à-dire la valeur du courant continu qui donnerait les mêmes effets calorifiques que le signal mesuré. On peut ainsi constater que la mesure de la valeur efficace vraie a une valeur directement liée à la PUISSANCE du signal, ce qui est un résultat particulièrement intéressant.

Bien entendu, l'exactitude des mesures a ses limites, dépendant étroitement des caractéristiques de l'AD 536 ! Il est donc fort intéressant pour l'utilisateur de connaître les performances du circuit. Voir annexe.

Le circuit AD 536 a une faible impédance d'entrée : 16,7 kΩ environ. Il est donc indispensable de le faire précéder d'un étage suiveur de tension à impédance d'entrée très élevée, de manière à ne pas charger l'alternateur, ce qui donnerait des mesures très inexactes. La mission est confiée à un ampli OP LF 356, à FET d'entrées. Il est indispensable de corriger l'offset de cet ampli (par P_4). Bien que le AD 536 puisse être utilisé sans aucun composant externe, nous avons opté pour la compensation supplémentaire apportée par les corrections extérieures. On peut ainsi faire passer la précision du circuit de 0,5 à 0,3 %. On trouve donc un pont de correction du zéro (par P_6) et un ajustage précis du gain de conversion (par P_5).

- **En ohmmètre** (K_R enfoncée)

On passe alors au schéma de la figure 4, dont le principe est très simple : le 356 fait passer un courant constant, déterminé par la résistance de gamme R_G, dans la résistance à mesurer R_x.

Le convertisseur A/D mesure la tension développée aux bornes de R_x, tension proportionnelle à R_x, OHM nous l'a appris !

Pour créer le courant constant, on développe une TENSION constante et stable, entre e^- et sΩ du 356. Cette tension se retrouve entre e^+ et sΩ, car $e^- = e^+$ lors du fonctionnement normal d'un ampli OP. D'où le courant constant dans R_G et dans R_x. Tout le problème réside donc dans la création de cette tension constante, stable et flottante !

Généralement (voir nos précédents multimètres) on se contente de faire passer un autre courant constant dans une résistance constante. Mais une telle pratique est insuffisante pour un 20 000 points, car ce second courant constant ne l'est pas assez avec des moyens simples. D'où dérive de l'ohmmètre à la température.

Dans le MX 7135, nous avons donc dû opter pour un schéma un peu plus compliqué, dans lequel la tension constante est fournie par une autre ICL 8069. Cependant, la tension d'alimentation de cette diode de référence va-

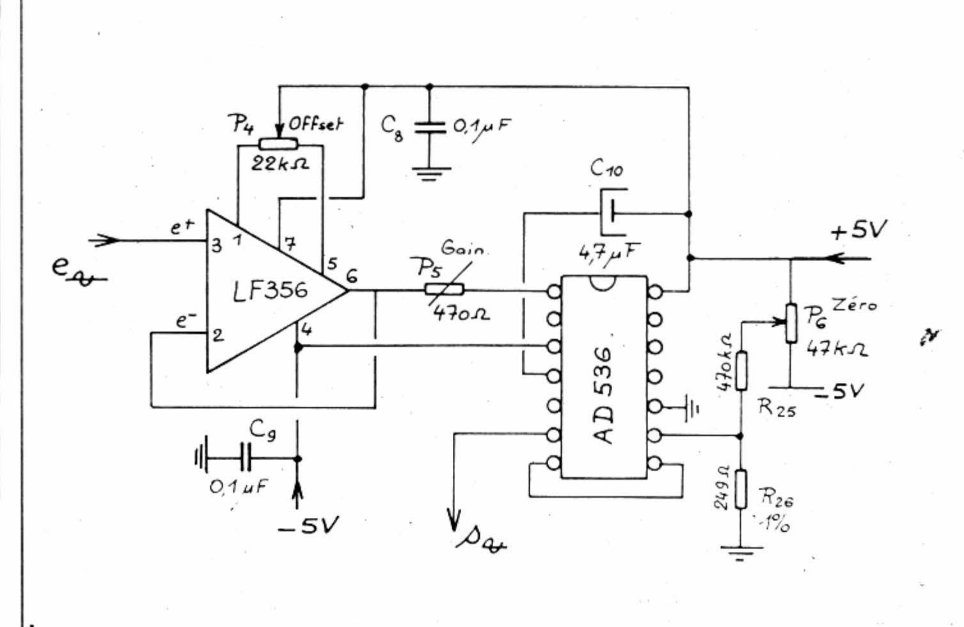


Fig. 3. – Schéma du convertisseur « TRUE R.M.S. ».

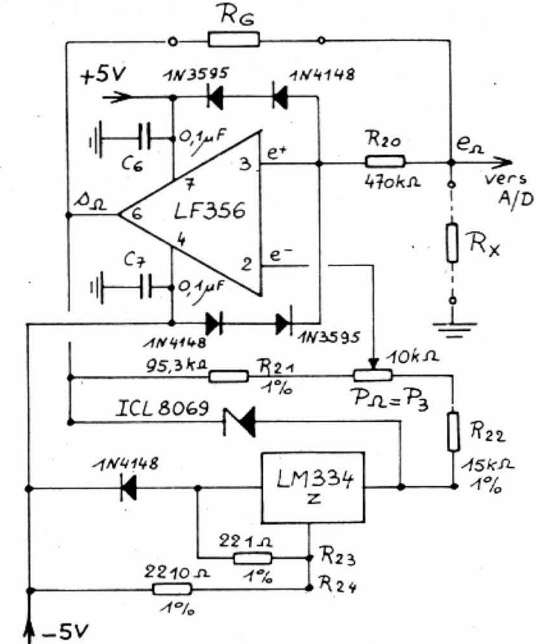


Fig. 4. – Schéma de l'ohmmètre.

riant avec les conditions de la mesure (la diode est branchée entre sΩ et – 5 V, or sΩ passe de 0 pour une résistance nulle à + 2 V pour une résistance « fin de gamme »). La tension stabilisée risque de varier légèrement. D'où la nécessité de l'alimenter en courant constant : c'est la raison d'être de la diode spéciale LM 334Z.

On peut remarquer que dans le convertisseur A/D, le nombre affiché est inversement proportionnel à la tension de la référence :

$$n = 10\,000 \times \frac{V_{in}}{V_{réf}}$$

tandis que dans l'ohmmètre, la tension développée aux bornes de R_X est directement proportionnelle à celle de la référence ohmmètre.

Comme les deux références sont des 8069 et dans la mesure où ces diodes sont idéalement appariées, la dérive de l'une est compensée exactement par celle de l'autre !

On ne pourra pas, hélas atteindre cet idéal, ne pouvant choisir deux diodes identiques parmi plusieurs ! (ce serait coûteux !) il faudra donc se contenter de celles qui seront fournies (faisant tout de même partie de la même classe de dérive en température) et par conséquent en général il faudra se livrer à un petit travail de compensation. Nous verrons cela dans la mise au point.

Notons enfin que l'entrée de l'ohmmètre est parfaitement protégée par R_{20} et ses quatre diodes. Les résistances R_G ne sont autres que les résistances R_{27} à R_{31} du pont diviseur de précision. Toutes les gammes seront donc calibrées d'un seul coup par le réglage P_3.

● **Ampèremètre continu** (K_I enfoncée)

Le courant continu à mesurer passe à travers une ou plusieurs des résistances du réseau spécial R_{32}/R_{35}. Il retourne au commun par R_{36} séparée.

La tension développée aux bornes du shunt ainsi créé est mesurée par le convertisseur A/D et donne la mesure de l'intensité. Seulement pour afficher les 20 000 points, il faut une tension de 2 V aux bornes des shunts, ces 2 V étant évidemment « empruntés » au circuit dans lequel on fait la mesure. Il y a donc lieu d'être très prudent dans l'usage de l'ampèremètre car la perturbation apportée peut être très grande et le résultat mesuré complètement faux.

Pour réduire sensiblement ce défaut, nous conseillons de limiter à 2 000 points le résultat affiché. Ainsi la perte de tension n'est que de 200 mV au maximum, ce qui est 10 fois moins perturbateur ! Nous en reparlerons plus tard !

Notons que la mesure de la tension se fait directement aux bornes des shunts, ce qui élimine les erreurs dues à la résistance parasite des contacts du commutateur. De même la résistance du fusible de protection, ou simplement des fils de liaison n'intervient pas : le résultat de la mesure a exactement la précision des shunts c'est-à-dire 0,1 %.

En gamme 3 (1 000) nous limitons l'intensité maximum mesurable à 1 A, pour ne pas dépasser les possibilités du shunt correspondant. Le fusible 1A vous rappellera d'ailleurs à l'ordre si vous oubliez ce détail !

Une intensité de 10 A est mesurable en dernière gamme, avec branchement direct sur le shunt R_{36}. La mesure doit être de courte durée, car la résistance dissipe alors 10 W !

La grosse blague, quand on se sert d'un multimètre, c'est de l'avoir mis en ampèremètre et de mesurer... une tension. Les shunts n'apprécient pas !!!

Pour éviter tout danger, nous avons adjoint un système de sécurité à triac. Dès qu'une tension supérieure à 5 ou 6 V est appliquée à l'entrée de l'ampèremètre, le triac est activé par sa gachette, il se court-circuite et fait sauter instantanément le fusible... si la tension appliquée est suffisamment « musclée » pour fournir 1 A. Sinon c'est cette tension qui chute et tout danger est de toute manière écarté. Le triac a été choisi parce qu'il conduit en alternatif et par conséquent aussi bien en positif qu'en négatif. Les deux diodes zener tête-bêche constituent un « diac » faible tension.

● **Ampèremètre alternatif** (K_I et K ~ enfoncées)

Le fonctionnement est analogue, via le convertisseur alternatif, donnant la mesure des intensités efficaces vraies.

La quatrième section de K_G assure la commutation des points décimaux de l'afficheur. La quatrième section de chacun des commutateurs K_F sert peu. Celles de K et de K_R coupent tout de même le retour du signe + de la polarité. On notera qu'il serait très possible d'utiliser tous les contacts « 1-3 » pour activer des indicateurs lumineux de fonctions. Nous ne l'avons pas fait, mais vous en avez la possibilité.

3. L'alimentation

Bien classique : un transformateur 2 × 9 V à enroulements séparés permet d'obtenir via les redresseurs en pont et les régulateurs, les deux tensions de 5 V nécessaires au fonctionnement de l'appareil. Rien de spécial à signaler !

Notons simplement la séparation totale des deux circuits.

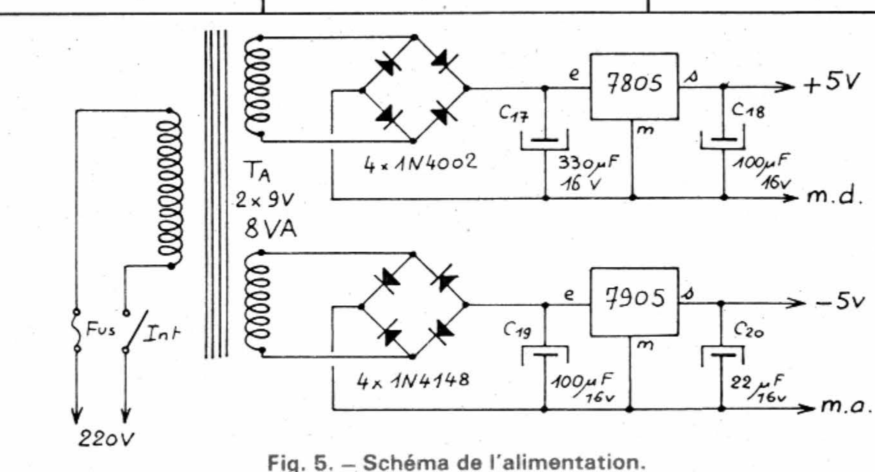


Fig. 5. – Schéma de l'alimentation.

– III –

La réalisation du MX 7135

1. Liste des composants

4 afficheurs type MAN 8610
1 afficheur type MAN 8630
1 ICL 7135 CPI
1 SN 7447
1 ICM 7555
2 LF 356 NA/ +
1 AD 536 AJD

2 ICL 8069 CCQ
1 LM 334Z
1 7805
1 7905
4 1N4002
10 1N4148
4 1N3595
2 zeners 4,3 V 1/2 W
1 Triac
7 BC 949B
1 commutateur à touches Jeanrenaud pas de 10 mm. touches interdépendantes. Sections à 4 inverseurs. boutons ronds gris.
1 commutateur rotatif AB à monter
1 encliquetage
2 galettes, 2 circuits, 9 positions
1 tumbler subminiature
3 douilles bananes de 4 mm (bleue, rouge, jaune)
1 douille banane de 2 mm
1 bouton Elcey gris/noir. Ø 23 mm. Axe de 6 mm avec index.
1 transformateur 8 VA, 2 × 9 V, enroulements séparés
1 cordon secteur
1 fusible tubulaire 1 A et son support châssis
1 support DIL 28 br
1 support DIL 16 br
1 support DIL 14 br
3 supports DIL 8 br
11 picots à fourche ou similaires
1 boîtier + Scotchcal + rhodoïd rouge
1 jeu de circuits imprimés
fils de câblage (1 mètre moyen et 2 mètres petit)
Visserie : 12 boulons de 2 mm, L = 15 mm, avec écrous. 4 boulons de 3 mm, L = 10 mm, avec écrous. Vis à tôle pour couvercle.

R_1 : 3,9 kΩ
R_2 : 15 kΩ 1 %
R_3 : 95,3 kΩ 1 %
R_4 : 39 Ω typique (voir texte)
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 100 kΩ
R_7 : 120 kΩ
R_8 : 4,7 kΩ
R_9 : 68 Ω
R_{10} : 68 Ω
R_{11} : 47 kΩ
R_{12} : 4,7 kΩ
R_{13} à R_{19} : 56 Ω
R_{20} : 470 kΩ
R_{21} : 95,3 kΩ 1 %
R_{22} : 15 kΩ 1 %
R_{23} : 221 Ω 1 %
R_{24} : 2 210 Ω 1 %
R_{25} : 470 kΩ
R_{26} : 249 Ω 1 %
R_{27} – R_{31} : réseau spécial de Caddock type 1776-24
R_{32} – R_{35} : réseau spécial de Caddock type 1787-31
R_{36} : 0,1 Ω 1 % 5 à 10 W
R_{37} : 470 kΩ
R_{38} : 47 Ω
C_1 : 0,47 µF MKH (voir texte)
C_2 : 1 µF MKH
C_3 : 1 µF MKH
C_4 : 0,1 µF MKH
C_5 : 330 pF styroflex
C_6 : 0,1 µF cér
C_7 : 0,1 µF cér
C_8 : 0,1 µF cér
C_9 : 0,1 µF cér
C_{10} : 4,7 µF ch 16 V
C_{11} : 2/22 pF RTC
C_{12} : 1 nF 500 V cér RTC
C_{13} : 220 pF styroflex
C_{14} : 2,2 nF MKH + appoint
C_{15} : 22 nF MKH + appoint
C_{16} : 1 nF 500 V cér RTC
C_{17} : 330 µF ch 16 V
C_{18} : 100 µF ch 16 V
C_{19} : 100 µF ch 16 V
C_{20} : 22 µF ch 16 V

2. Le boîtier

Nous avons retenu une esthétique moderne : un boîtier très plat. Les dimensions sont compatibles avec le TFX3 dont nous avons repris l'exacte largeur. Les figures 6 et 7 donnent les indications nécessaires à la réalisation qui se fait suivant les techniques classiques de traçage, perçage et pliage. Nous en avons parlé de nombreuses fois et n'allons pas nous répéter encore !

Le boîtier est peint. Il reçoit ensuite un Scotchcal de face avant et éventuellement un petit de face arrière. Voir les photos. L'ensemble boîtier-Scotchcal est disponible chez Selectronic à Lille, de même bien sûr que tous les composants nécessaires à cette réalisation.

Signalons tout l'intérêt qu'il y aurait à faire dans le fond du boîtier deux découpes correspondant à la surface des circuits imprimés.

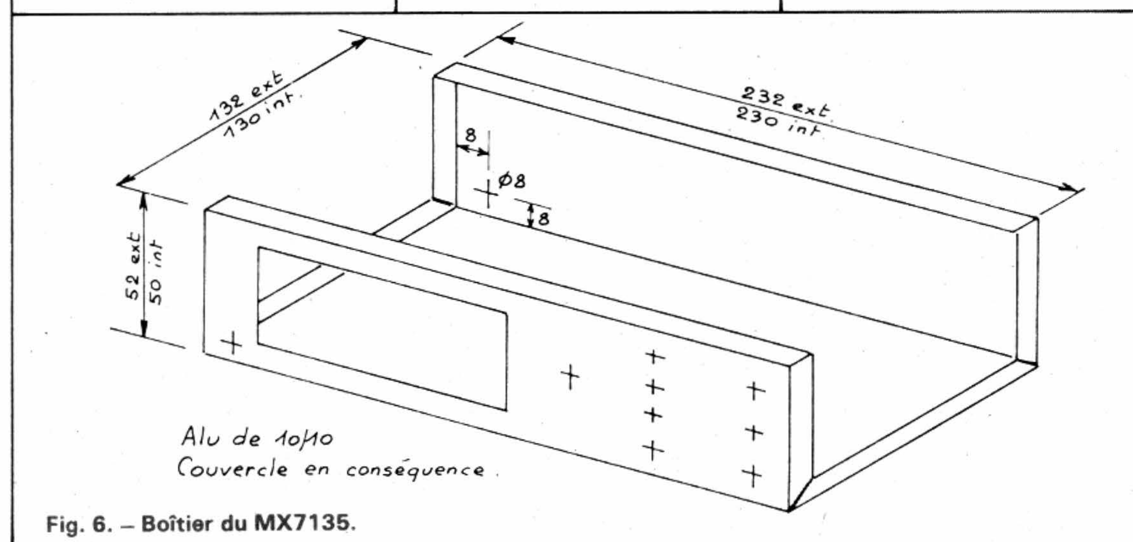


Fig. 6. – Boîtier du MX7135.

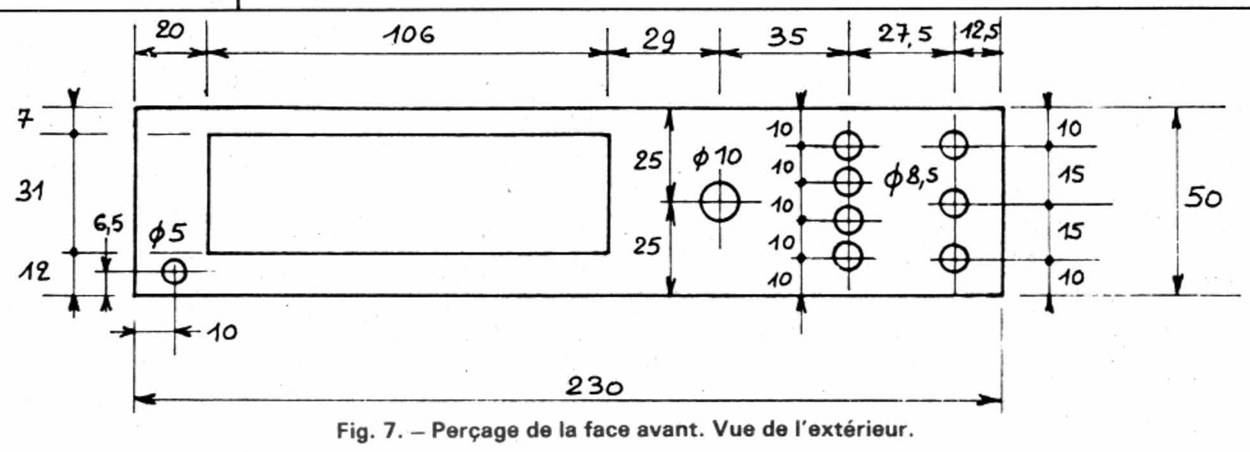


Fig. 7. – Perçage de la face avant. Vue de l'extérieur.

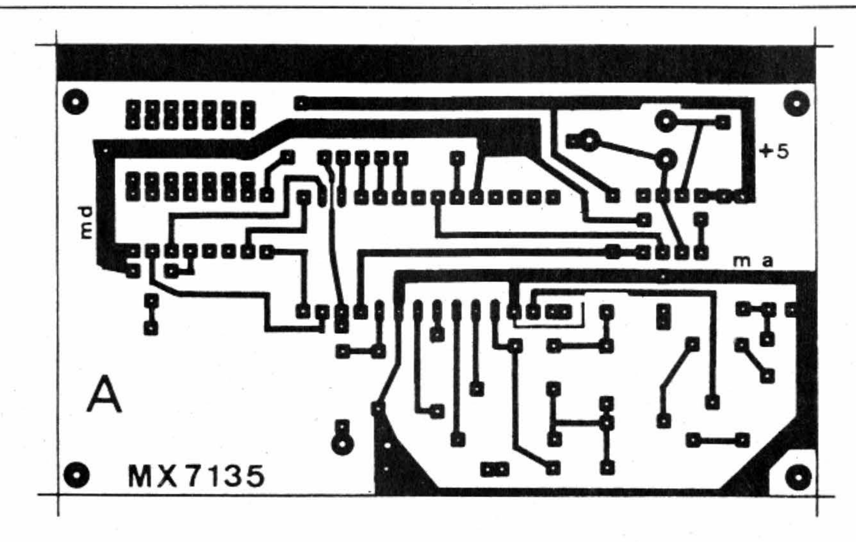


Fig. 8. – Le C.I. A.

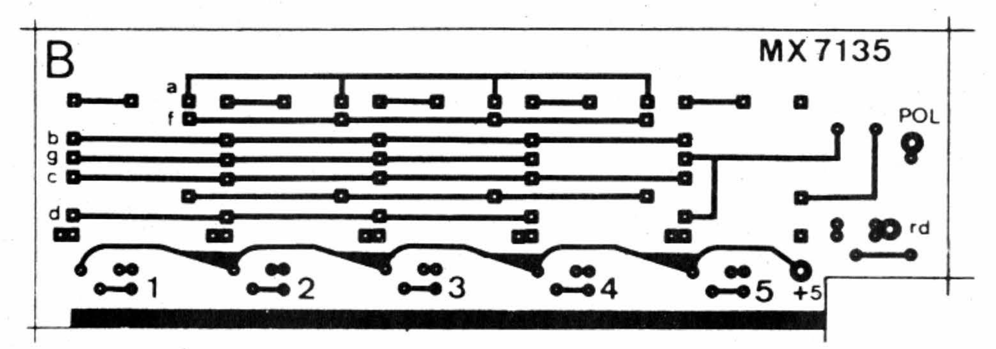


Fig. 9. – Le C.I. B.

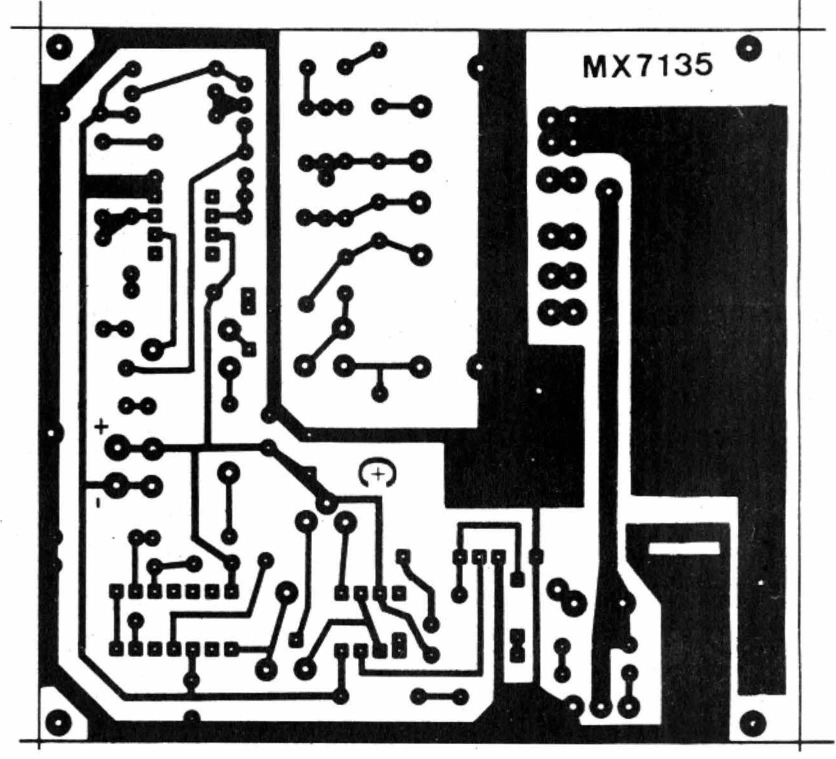


Fig. 10. – Le C.I. C.

Ces deux découpes obturées par de petits panneaux amovibles (ou par des grilles améliorant l'aération) permettraient d'accéder aux soudures sans aucun démontage, soit pour un dépannage, soit pour une mise au point. Ce n'est qu'une suggestion !

Coller le rhodoïd rouge dans la fenêtre des afficheurs.

3. Les circuits imprimés

Tous sont fabriqués dans de l'époxy simple face de 15/10. Tous les procédés sont bons si les résultats le sont ! Bien sûr la méthode photographique est la meilleure. L'achat des CI tout fait reste la méthode ultra-simple éliminant tout problème de fabrication. Voir Sélectronique !

Rappelons qu'une grande propreté des circuits imprimés est indispensable dans les montages à très haute impédance. C'est le cas ici. Il faudra donc procéder à des nettoyages sérieux avant et après montage des composants. Utiliser de l'acétone ou un produit similaire.

Les figures 8 à 12 donnent les plans de ces circuits imprimés. On notera que les retours de masse ne sont pas reliés aux points de fixation. Les plaquettes étant gravées, étamées et percées, on peut passer à la préparation mécanique et au montage du MX7135 !

NB. Si le MX7135 est destiné à fonctionner en atmosphère humide, un vernissage final des CI est vivement recommandé.

4. Montage du MX7135

a) L'alimentation (voir fig. 15)

Les composants sont posés en suivant la figure. Attention au sens des diodes, des condensateurs et des ré-

gulateurs. Le 7805 et le 7905 se posent avec la métallisation vers l'arrière, le 7805 sous le CI, côté verso, de manière à poser sur la tôle, une fois la platine dans le boîtier, tandis que le 7905 se pose, côté composants, de manière à ne pas toucher cette tôle.

Prévoir des picots pour les arrivées du secteur et pour les départs 5 V. Le transformateur se fixe également sur le circuit imprimé. Lors du montage dans le boîtier, ce transformateur doit être fixé sur le fond, par deux boulons de 3 mm. On déterminera alors la position exacte des quatre trous de 2 mm assurant la fixation de la platine E, qui doit se trouver à 5 mm environ de la tôle de fond. Le régulateur 7805 est alors bloqué sur cette tôle de fond par un boulon de 3 mm. On assure ainsi, d'une part la dissipation thermique de ce composant et d'autre part la mise à la masse chassis de la masse digitale (md). Il reste à brancher le cordon secteur, à raccorder par un petit câble 2 fils torsadés à l'interrupteur en intercalant éventuellement un fusible secteur 1 A.

Le tout bien vérifié, mettre sous tension et constater l'existence des deux tensions de 5 V.

b) Le convertisseur A/D
Se reporter à la figure 13

Commencer par monter le circuit des afficheurs. Placer les cinq straps de liaison des anodes. Préparer les afficheurs, comme le montre le détail de la figure. Les picots utiles restant droits, alors que les autres sont rabattus le plus à plat possible. Poser ces afficheurs, bien les aligner et souder.

Vérifier tout de suite à l'ohmmètre le bon allumage de tous les segments et signes. Pour cela relier le fil + au départ des straps d'anodes, côté transistors et le fil –, côté segments.

On placera pour finir cette plaquette, les 6 transistors et les 3 résistances. Attention, les transistors ne doivent pas dépasser en hauteur, l'épaisseur des afficheurs.

Passer au circuit A. Souder les 5 straps. Souder les supports de circuits intégrés. Souder tous les autres composants. Poser deux petits picots pour l'entrée AD.

Raccorder les plaquettes A et B, bien à l'équerre, comme le montre la figure 13. Faire d'abord 2 ou 3 points de soudure, vérifier puis finir par un congé continu de soudure. Un fer de puissance suffisante est de rigueur !

Procéder maintenant et le plus proprement possible aux liaisons entre les deux platines. Nous avons à souder les 5 fils de digits, les 7 fils de segments, le fil de polarité, le fil + 5 V et le fil de retour digital (rd) que l'on soudera provisoirement à la masse digitale (md) alors que plus tard, il partira vers les commutateurs.

Procéder à un sérieux nettoyage de A. Au verso souder les 4 fils de l'alimentation : le + 5 V, le – 5 V, md et ma.

Présenter le convertisseur dans le boîtier. Déterminer sa position pour que les afficheurs apparaissent bien dans leur fenêtre. Pointer les

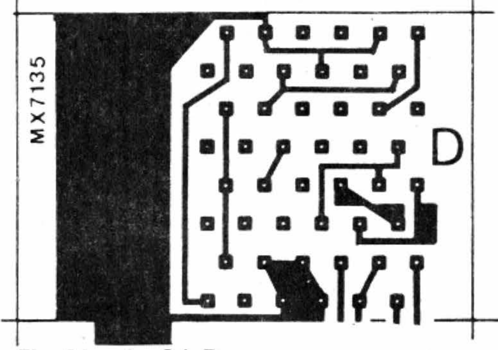


Fig. 11. – Le C.I. D.

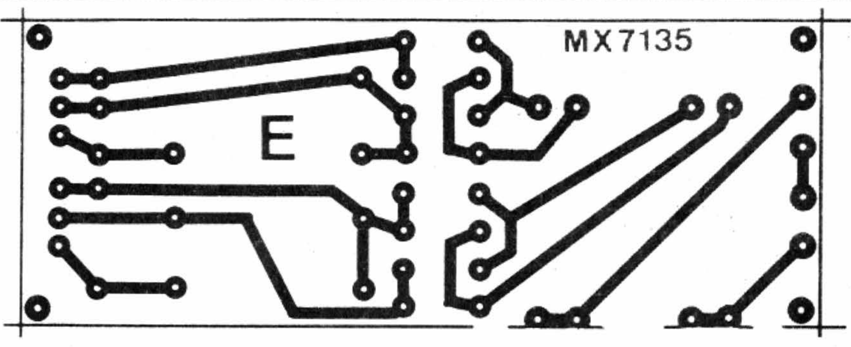


Fig. 12. – L.Le C.I. E.

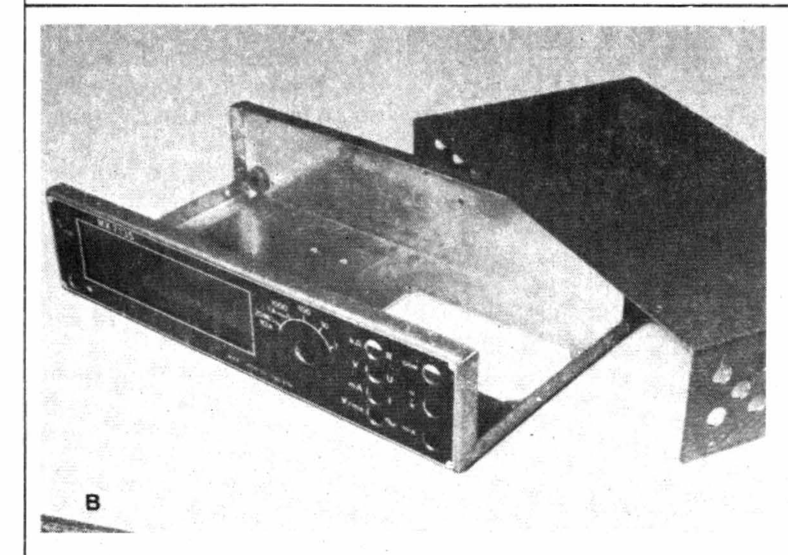


Photo B. – Le boîtier est prêt à recevoir les circuits imprimés.

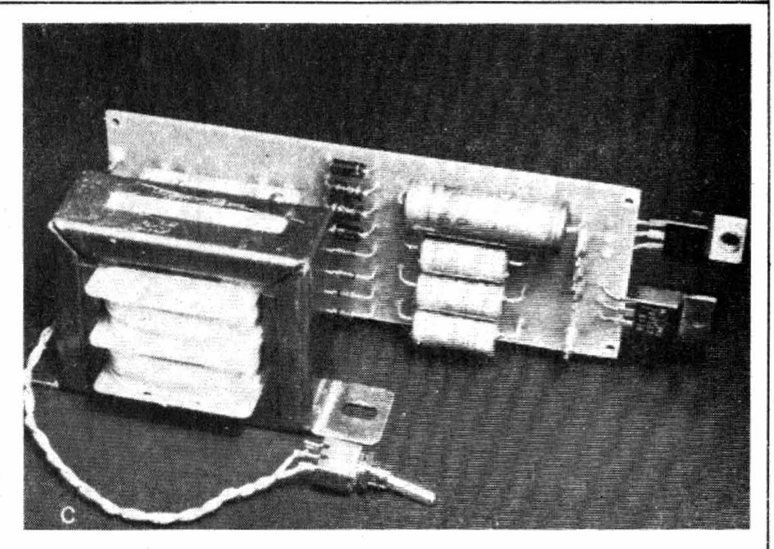


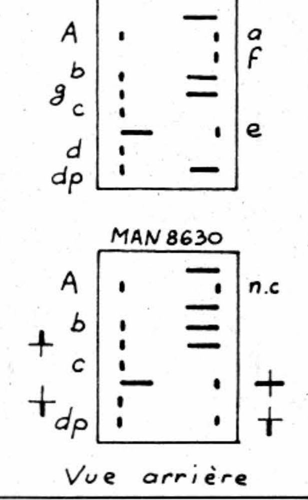
Photo C. – La platine E de l'alimentation. Remarquer la manière de souder les deux régulateurs. Le transfo est solidaire de E.

trous de fixation dans le fond du boîtier. Les percer et fixer l'ensemble sur des entretoises de 7 mm.

Les fils + 5 V, – 5 V et « md » sont soudés sur les picots correspondants de la platine E. Par contre le fil « ma » rejoint une cosse de masse, bloquée sur la tôle de fond, entre E et A, juste en face des picots de sortie de E. Le picot « ma » de E, est aussi relié à cette cosse. En définitive, la masse digitale « md » est au chassis par le 7805 et la masse analogique l'est par la cosse dont nous venons de parler.

Essais

- Court-circuiter l'entrée A/D. Mettre les ajustables à mi course.
- Placer les circuits intégrés. Une ultime vérification et mettre sous tension ! Après quelques secondes les afficheurs doivent marquer 0000 et dans l'idéal le signe +/– doit clignoter très irrégulièrement attestant la bonne marche de l'auto-zéro et du circuit lui-même.
- Supprimer le court-circuit de A/D et le remplacer par une 10 MΩ à fils courts. Remettre sous tension et retrouver le 0000 précédent.
- Connecter une tension connue aux bornes de la 10 MΩ et vérifier que l'affichage peut être amené à la bonne valeur par le réglage de P_1. Utiliser un tournevis très court.
- Inverser le sens de branchement de la source et vérifier que l'on retrouve, à 1 point près, la valeur précédente. Sinon, il y a erreur dite de « Roll-over ». Dans ce cas, remplacer R_6 par une 470 kΩ ajustable et déterminer la valeur idéale amenant la tension positive à égalité avec la négative servant de référence. Normalement le calibrage doit se faire à un affichage voisin de la pleine échelle.
- Qualité de C_1 : le critère donné par INTERSIL est le suivant : relier l'entrée AD à l'entrée de référence (picot 2). On a alors $V_{in} = V_{ref}$ et l'affichage doit théoriquement être égal à 10 000 points. La tolérance admise dans le Data-Book est de 9 998 au minimum et de 10 000 au maximum, valeur typique 9 999 points ! Tout écart devrait être mis sur le compte de la qualité de C_1... ou de la propreté du CI... ou du ICL7135 ! En principe C_1 devrait être au polypropylène. Cette qualité difficile a trouver sera souvent remplacée par du polycarbonate ou du polyester. Normalement les MKH de Siemens sont satisfaisants.
- La fréquence de l'horloge est a ajuster au fréquencemètre à 125 kHz, valeur assurant une réjection optimale des inductions 50 Hz du secteur. Faute de fréquencemètre on laissera cette ajustable à mi course (P_2).
- Le test de linéarité sera fait plus tard.



* voir texte

$T_{1 \ldots 7}$ = BC549

Fig. 13. – Réalisation du convertisseur A.D.

c) Les circuits de fonctions

Ils comportent trois parties :

– Le circuit de base C.

– Le circuit de commutation à touches K_F sur D.

– Le commutateur rotatif K_G et son blindage.

L'ensemble du travail est illustré par la figure 14.

On vérifiera en premier que le circuit D se place bien sur C, le tenon s'engageant à

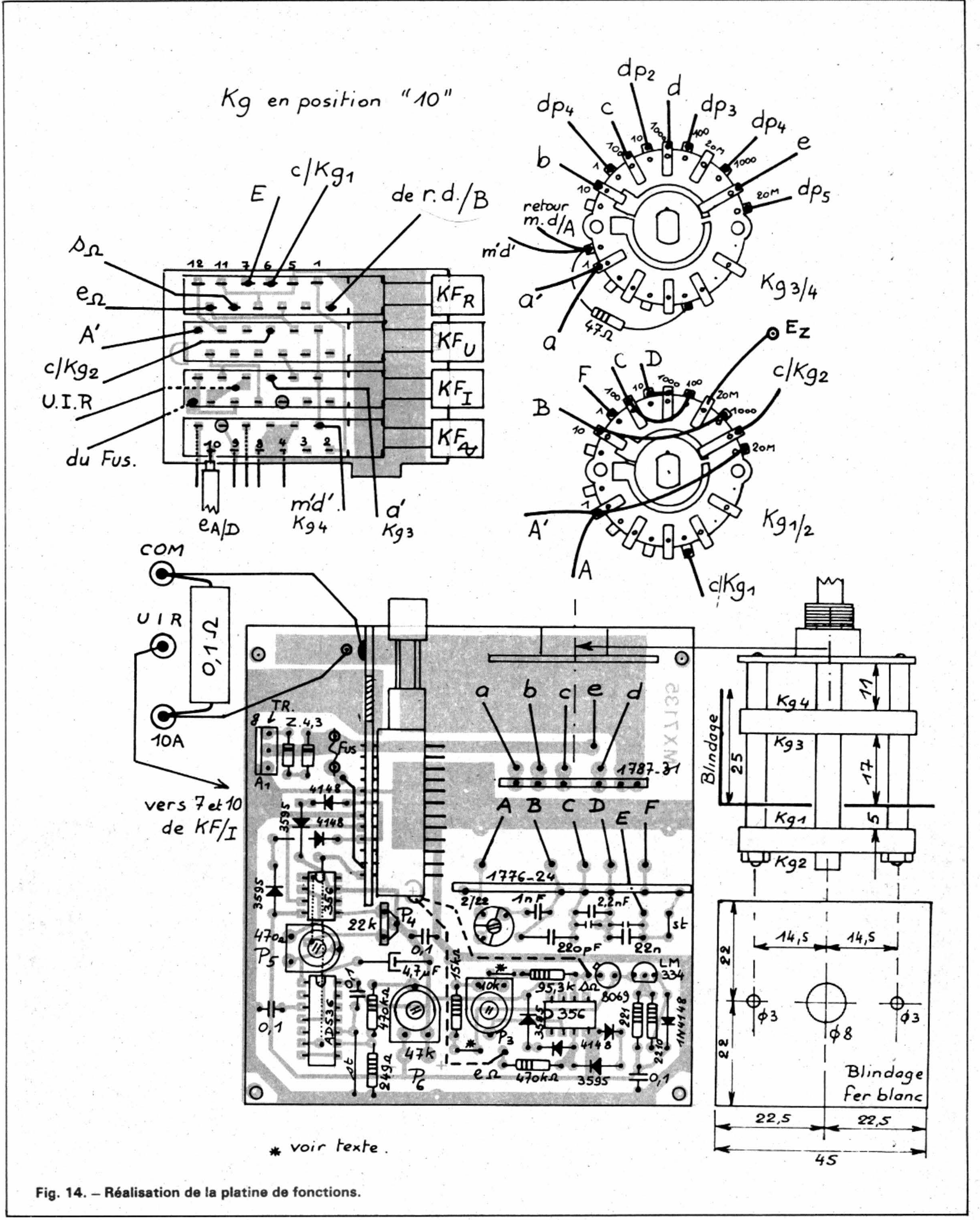


Fig. 14. – Réalisation de la platine de fonctions.

frottement mi-dur dans la découpe, les picots 10, 9, 8 et 4 de K_F situés bien en correspondance des trous de C.

Percer un trou de 3 mm, en plein centre de la lettre « C ».

Placer tous les composants de C, en commençant par les 6 straps, les supports de circuits intégrés et les différents picots à fourche.

Monter avec les précautions qu'ils méritent, les deux réseaux de résistances de précision. Laisser 2 à 3 mm entre le bas des réseaux et la platine.

Prendre le bloc de commutateurs à touches. Il faut obligatoirement couper les extrémités du bâti de manière à ne pas dépasser du tout, côté F_F ~ et très peu du côté K_{FR}. Un démontage s'impose, car il faut aussi sectionner la barette verrou. Ne pas s'énerver pour ce travail. Bien regarder le mécanisme en démontant pour le remonter correctement.

Souder le bloc K_F sur la platine D. Côté cuivre, il faut souder la cellule de protection R_{37}/C_{16} entre les deux picots encerclés sur la figure 14. On soudera aussi 5 fils rigides devant assurer la liaison entre D et G (voir fig. 14). On pourra aussi souder quelques liaisons, côté cosses, si l'on estime qu'elles deviendront plus tard, difficiles d'accés. Ce n'est pas indispensable.

C'est le moment de présenter D sur C et de l'y souder à l'équerre. Les 5 picots en fils s'engagent dans C et sont soudés au verso, en appuyant D sur C. Terminer par la soudure du tenon de D.

Préparer le commutateur rotatif. Régler l'encliquetage sur 5 positions en tournant dans le sens horaire. Le doigt de blocage avant doit se trouver vers le haut. Les galettes dessinées figure 14 sont vues de l'arrière et sont en gamme « 10 ». Fabriquer le blindage en fer blanc. Lorsque le commutateur est en place sur C, le réseau type 1787-31 doit se placer entre blindage et K_{G3}, à 2 ou 3 mm du blindage. On mettra éventuellement des rondelles de 10 mm sur le canon de l'encliquetage pour parvenir à cette position. Souder maintenant la 68.

Le commutateur K_G prêt, souder les fils a...e et A...F sur la platine C. Prévoir 5 à 6 cm de fil rigide par liaison. Monter C et K_G dans le boîtier. Souder les fils précédents aux points convenables du commutateur.

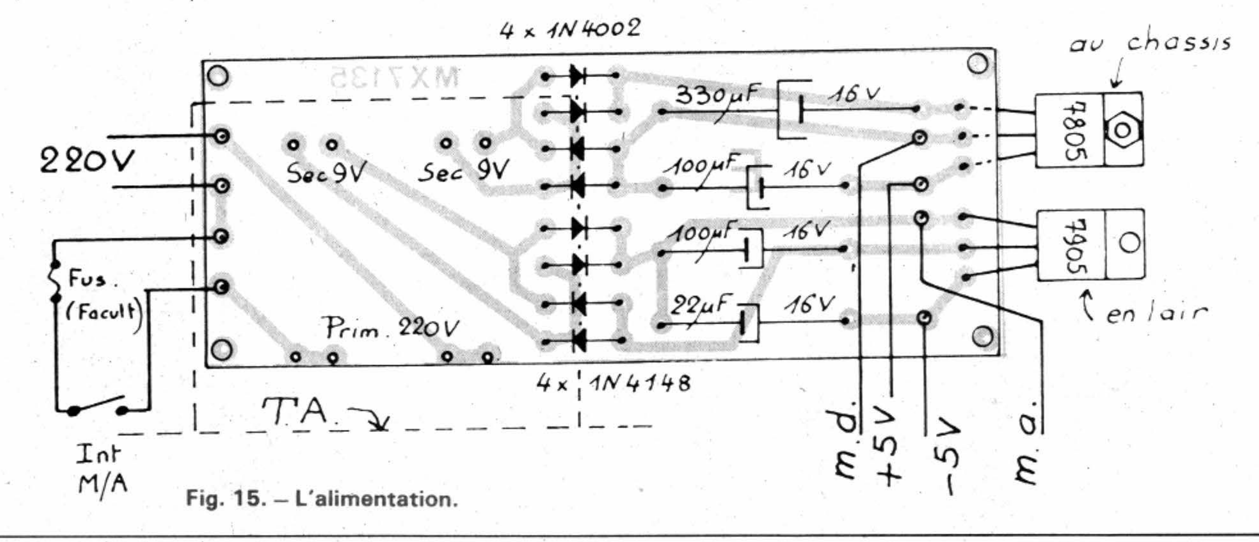


Fig. 15. – L'alimentation.

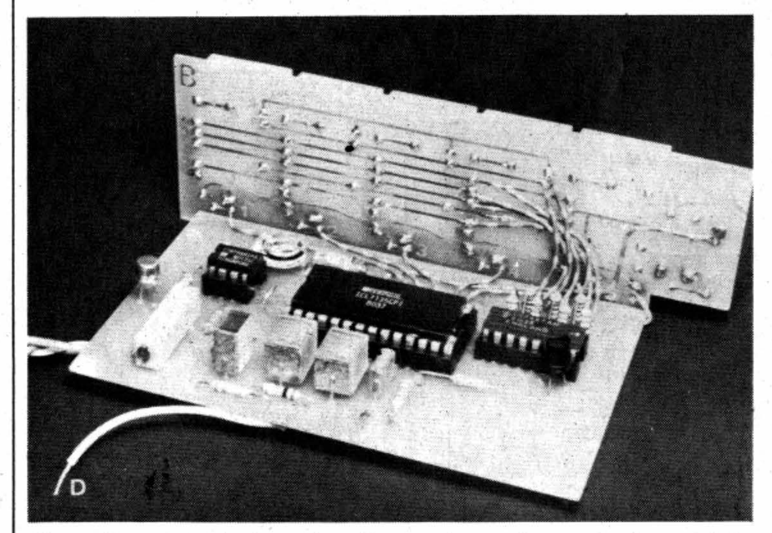


Photo D. – Les platines A et B constituant le convertisseur AD. Remarquer les liaisons aux digits et segments.

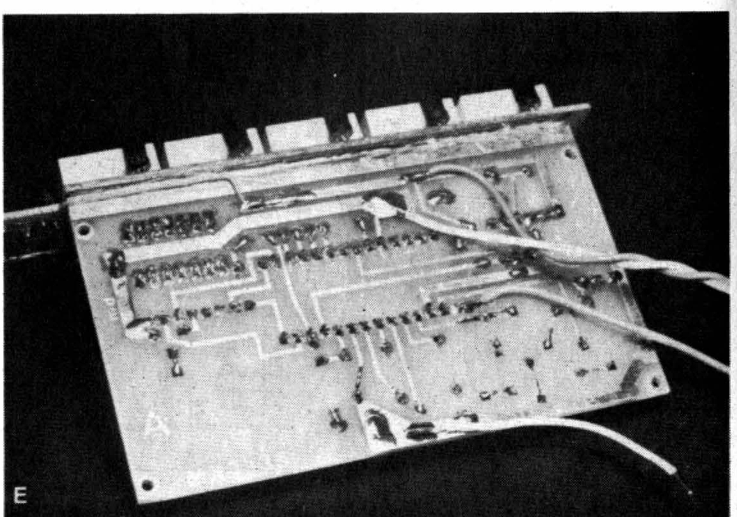


Photo E. – Cette photo du convertisseur AD montre comment sont soudés les fils de l'alimentation. Les observateurs remarqueront une petite différence avec les figures 8 et 13, le CI ayant été amélioré.

Démonter le tout : K_G est maintenant solidaire de C par les liaisons précédentes. Il reste à terminer le câblage des interconnexions en observant bien les figures et en faisant les recoupements nécessaires avec les schémas de principe. A noter que les fils sΩ et eΩ descendent verticalement de K_{FR}, traversant C par le trou de 3 mm et rejoignent les points concernés du verso.

Le fusible de 1 A, extrait d'une plaquette fusible est soudé rapidement entre les picots. A la rigueur on peut utiliser un brin de fil 5/100 pour faire ce fusible. Souder la liaison entre le fusible et K_{FI}.

Le fil blindé partant de K_F ~ longe le réseau 1776-24, côté K_{G2}. Il doit rejoindre l'entrée AD. La tresse de masse est coupée, côté K_F ~ et n'est soudée que du côté e_{AD}. Voir figure 13.

Au verso de C, souder les trois fils de l'alimentation : + 5 V, − 5 V et « ma ». Après une bonne vérification du travail, monter le bloc de fonctions dans le boîtier. Les entretoises de C ne font que 3 mm. Il est donc sage de vérifier que les soudures du verso ne dépassent cette épaisseur.

Souder la résistance de 0,1 Ω directement entre les bornes « COM » et « 10 A », avec des fils très courts. Relier le « COM » à la masse de D et la borne « 10 A » au picot correspondant de C. La borne d'entrée UIR est à raccorder à KF_I.

NB. Si l'on utilise pour l'entrée UIR, une douille banane ordinaire, on aura très certainement une induction parasite résiduelle en gamme 1 de la fonction « voltmètre alternatif » cette borne étant un point sensible. (appareil avec entrée « en l'air »). Pour éviter ce phénomène on peut soit disposer un blindage cylindrique autour de la borne et à l'extérieur du boîtier (profondeur 15 mm environ) ou on peut remplacer la douille simple par une prise CINCH de châssis.

Il reste à relier les fils de l'alimentation : le + 5 V au picot + 5 V de E, le − 5 V au picot − 5 V de E et le fil de masse à la cosse de masse analogique.

Régler toutes les ajustables à mi course.

Essais

● Ne placer aucun circuit intégré sur C. Mettre le MX7135 sous tension, toutes touches au repos et constater l'affichage à 0000. Enfoncer la touche K_U en gamme 1. Le 0000 doit être conservé. Brancher la tension connue et vérifier que l'entrée E_{UIR} est active et que l'affichage est parfaitement correct.

● **Test de linéarité.** Faute d'un réseau de 10 ou 20 résistances 0,01 % de valeurs égales, nous allons nous servir de l'atténuateur pour faire ce test. Mesurer en gamme 1 une tension très stable, un peu inférieure à 2 V, pour avoir un affichage voisin de la pleine échelle. Passer en gamme 10, puis en gamme 100, enfin en gamme 1 000 et constater que à chaque fois, la lecture est le 1/10 de la valeur précédente, à 1 point près.

S'il apparaissait une anomalie, du côté des faibles valeurs, essayer de modifier la valeur de R_4 (39 Ω typique) en la réduisant, en général. (à 0 Ω parfois). Refaire le test avec la polarité inverse de la source.

● Mettre en place le LF356 de l'ohmmètre. Passer en fonction ohmmètre. L'affichage indique 0000 clignotant, ce qui traduit une situation de dépassement. Brancher une résistance connue et amener l'affichage à la valeur correspondante par P_3. Faire le test de toutes les gammes avec diverses valeurs de résistances.

● **Essai de l'ampèremètre continu.** Faire passer dans le multimètre, dans cette fonction et en même temps dans un autre ampèremètre précis, branché en série, un courant fourni par une source extérieure. Vérifier simplement la concordance des résultats.

● **Essai de l'alternatif.** Mettre en place le LF356 et le AD536. Se mettre d'abord en voltmètre continu, gamme 1 et mesurer la tension de sortie du 356 (picot 6 sur l'entrée de P_5) amener cette tension à 0000 par P_4. Passer en voltmètre alternatif, même gamme. Amener à nouveau l'affichage à 0000, (après avoir court-circuité l'entrée E_{UIR} à la masse) par le réglage P_6. Brancher maintenant à l'entrée E_{UIR} une tension CONTINUE, un peu inférieure à + 2 V et amener l'affichage à la bonne valeur par P_5. Si tous ces réglages réagissent bien, la section alternatif fonctionne correctement. On pourra le vérifier en mesurant un signal alternatif connu (50 Hz).

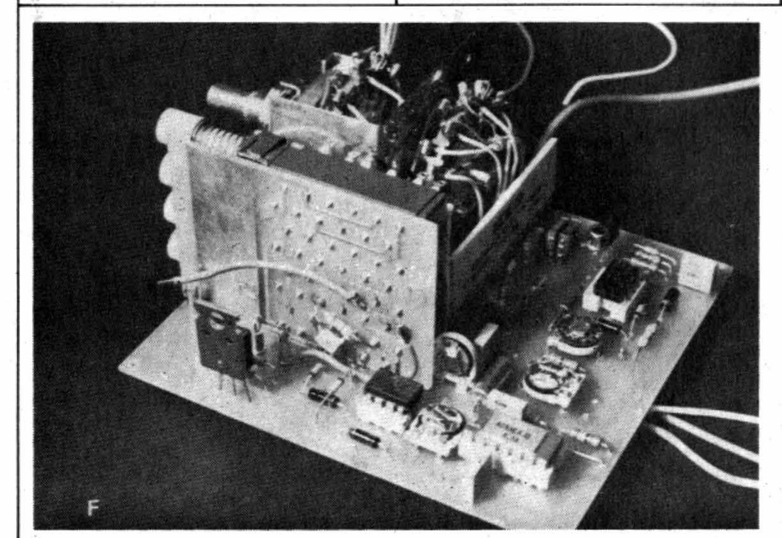


Photo F. – Le bloc des fonctions vu du côté du convertisseur de tensions efficaces vraies. A gauche, le triac de sécurité de l'ampèremètre.

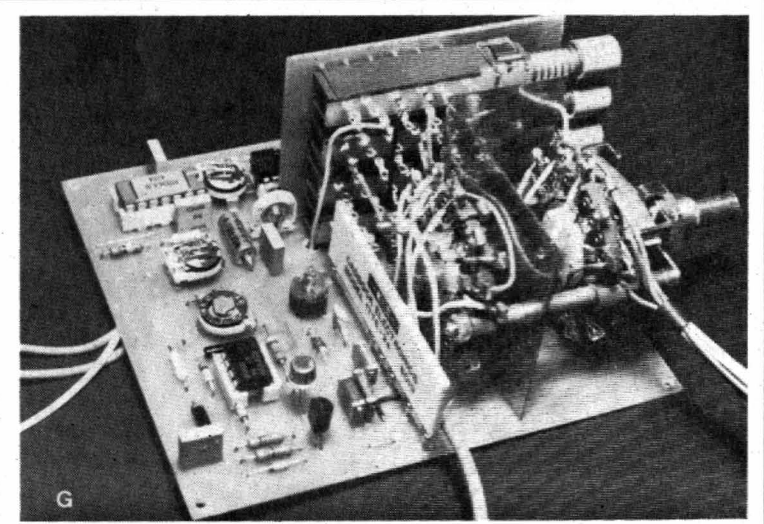


Photo G. – Le bloc de fonctions vu du côté de l'ohmmètre.

d) Derniers travaux

Si tous les essais précédents ont été positifs, ce qui est plus que probable avec un travail soigné et... des composants de qualité, il vous reste à relier les points décimaux au commutateur K_{G4} ainsi que le retour de masse digitale à K_F et K_G. Puis passer à l'étalonnage final.

– IV –

Etalonnage

1. Correction des dérives en température

a) Dans le voltmètre continu. L'appareil est fermé, couvercle fixé ! Utiliser une source de tension très stable, par exemple une batterie cadmium-nickel de bonne capacité (au moins 4 Ah) et chargée depuis au moins une semaine.

Le MX7135, froid, mesurer la tension de cet élément, puis en mesurant en permanence laisser chauffer pendant 2 ou 3 heures, en notant régulièrement la valeur affichée. Noter ainsi le nombre de points de la dérive.

Si l'appareil est parfait, cette dérive sera de 1 point pour 10 000 au maximum. Dans ce cas, votre ICL 8069 est excellente, tant mieux pour vous ! Hélas, il en sera rarement ainsi et vous constaterez en fait quelques points de dérive : 2 ou 3 ou 4... ! Il faut alors compenser (à moins que cela vous satisfasse ainsi !!). Pour cela, nous allons intercaler dans le pont diviseur une résistance CTN, de faible valeur en essayant de lui faire provoquer une dérive inverse.

Si l'affichage augmente avec la température, donc dans le temps, c'est que la tension de référence diminue, il faut alors placer la CTN, côté 15 kΩ. Si l'affichage diminue, il faut la placer côté 95,3 kΩ.

Des straps ont été prévus pour cela sur ce CI. Ils sont marqués d'un astérisque. Les CTN seront choisies dans la série 642/1 de RTC. On commencera par placer une 100 Ω et on verra l'effet obtenu. S'il est insuffisant on augmentera la valeur, et inversement. Pour mettre cette CTN en place, il suffit de couper le petit strap en son milieu, de relever les deux moitiés servant alors de picots et d'y souder la CTN. Bien sûr, pour faire l'essai, il faut attendre le refroidissement complet du MX7135 et de la CTN. Ne pas oublier de refermer l'appareil.

La mise au point ne peut donc se faire que sur de longues périodes. C'est une affaire de patience... mais nous sommes certains que vous en avez !

b) Dans l'ohmmètre. Le voltmètre étant compensé en température, il faut compenser l'ohmmètre. On procèdera exactement de la même manière en mesurant une résistance dont la stabilité thermique est hors de cause (résistance de précision). Là encore l'idéal à atteindre est de 1 point pour 10 000.

Deux éléments interviennent sur la valeur de la dérive : la référence elle-même et les composants associés, mais aussi la qualité de l'ampli OP. Si cela est possible on choisira, entre plusieurs, le LF356 donnant une dérive globale aussi réduite que possible. La compensation finale se faisant comme pour le voltmètre avec CTN introduite dans le pont diviseur, soit côté 95,3 kΩ si l'affichage augmente dans le temps soit côté 15 kΩ s'il diminue. Des straps ont été prévus à cette intention.

2. Calibrage du voltmètre continu

La seule solution parfaitement valable est l'utilisation d'une source 10 fois plus précise que le 20 000 points. Cela nous laisse rêveur, amateurs que nous sommes !

Nous allons donc nous contenter d'une bonne pile étalon, donnant quatre décimales !

Autre bonne solution : faire un étalonnage par comparaison avec un bon appareil 20 000 points (ou plus) auquel on puisse, en principe, faire confiance.

Solution de fortune et éventuellement provisoire, nous envoyer une petite pile à mercure que nous mesurerons et vous renverrons avec résultat de la mesure (ne pas oublier le matériel de réexpédition, timbré et adressé).

Quoi qu'il en soit... amener l'affichage à la juste valeur par P_1.

3. Calibrage de l'ohmmètre

La seule solution consiste à mesurer une résistance

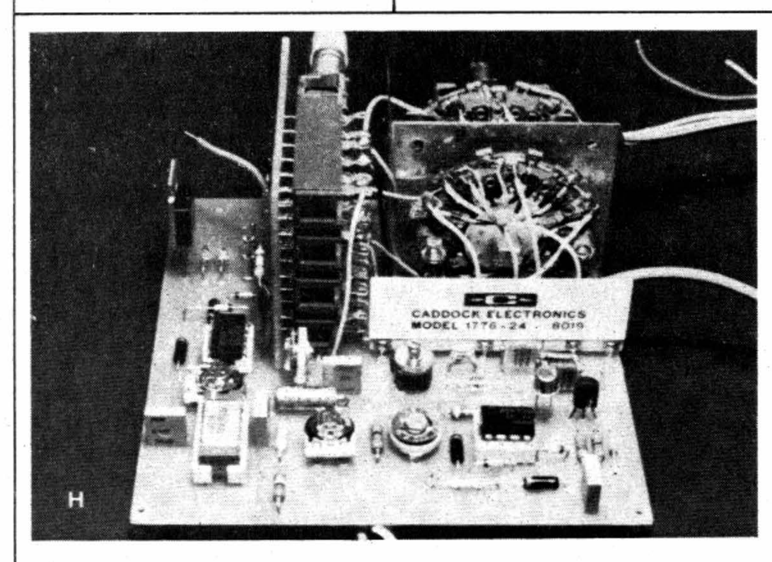


Photo H. – Le bloc de fonctions. Plein objectif sur le réseau de résistances de précision de l'atténuateur du voltmètre.

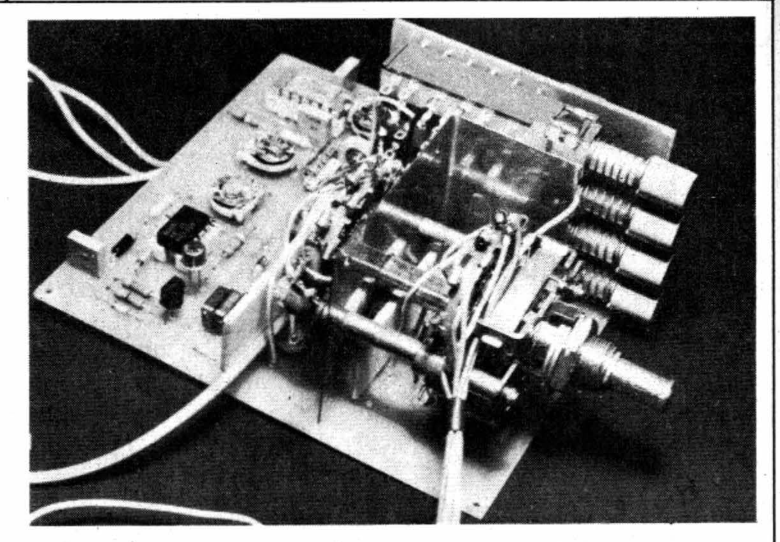


Photo I. – Le bloc de fonctions, vu du côté du commutateur $K_{G3/4}$. Remarquer les départs vers les points décimaux et le signe de polarité, ainsi que le réseau des shunts d'intensité, derrière le blindage de fer-blanc.

connue à 0,01 % près (soit précisément 1 point pour 10 000) et de régler P_3 pour lire la valeur exacte.

Nous sommes prêts à faire circuler une résistance 13,62 kΩ ; 0,01 % pour vous venir en aide. La demander avec enveloppe timbrée et adressée pour l'envoi. Nous vous l'enverrons, vous la retournez dans les meilleurs délais, nous la renvoyons au suivant... Si la résistance ne revenait pas... tant pis pour les suivants à qui nous renverrons l'enveloppe... avec les coordonnées de l'indélicat !

4. Calibrage de l'alternatif

En gamme 1, reprendre simplement le processus exposé au chapitre des ESSAIS.

Compensation de l'atténuateur. Il faut un générateur de signaux carrés et un oscilloscope. Un générateur de fonctions, type TBF1038 ou TBF2 fait parfaitement l'affaire.

Brancher l'oscilloscope en sortie du 356 d'entrée alternative. Injecter un signal carré 1 000 Hz de 1 Vcc en entrée E_{UIR}. Le MX7135 doit marquer, en gamme 1 une valeur voisine de 0,5000 si le calibrage précédent est bon... et si le générateur est bien réglé. La valeur absolue du résultat est d'ailleurs sans importance. L'oscilloscope doit montrer le signal bien carré.

Passer en gamme 10, augmenter de 10 fois le gain de l'oscillo, pour retrouver la même amplitude. Le signal sera probablement déformé. Rétablir cette forme par le condensateur ajustable 2/22 pF. Il s'agit d'avoir à nouveau des paliers bien horizontaux. Normalement l'affichage doit être très voisin du 1/10 de la mesure précédente.

Passer en gamme 100, mais le signal devenant faible, monter à 10 Vcc la tension de sortie du générateur. A nouveau vérifier la forme du signal, sans doute déformé et certainement avec des pointes de dépassement. Le condensateur de 2 200 pF (C_{14}) est insuffisant. Ajouter une valeur complémentaire en parallèle jusqu'à correction convenable de la forme. A noter que cette capacité additionnelle peut aisément se souder entre les points C et D de $K_{G1/2}$. Sur la maquette nous avons ajouté 330 pF. Passons en gamme 1 000, le signal devient de faible amplitude, mais observer sa forme et corriger la valeur de C_{15} en conséquence. Nous avons ajouté 10 nF.

Reprendre le cycle complet et vérifier à la fois la forme et l'affichage dans chaque gamme, les réglages sont en effet, un peu interdépendants.

5. Intensités

Aucun calibrage à faire, les shunts ont une précision de 0,1 % (sauf R_{36}) et les mesures seront de même !

Sur ces réglages à faire très minutieusement s'achève la réalisation du MX7135. Vous voici donc maintenant en possession d'un excellent multimètre de laboratoire. Vous l'avez constaté, c'était finalement facile. Reste à l'utiliser correctement. Nous pensons donc que vous aurez avantage à lire soigneusement les quelques lignes d'un autre article, dans lequel nous parlerons des précautions à prendre pour faire des mesures aussi exactes que faire se peut !

F. THOBOIS

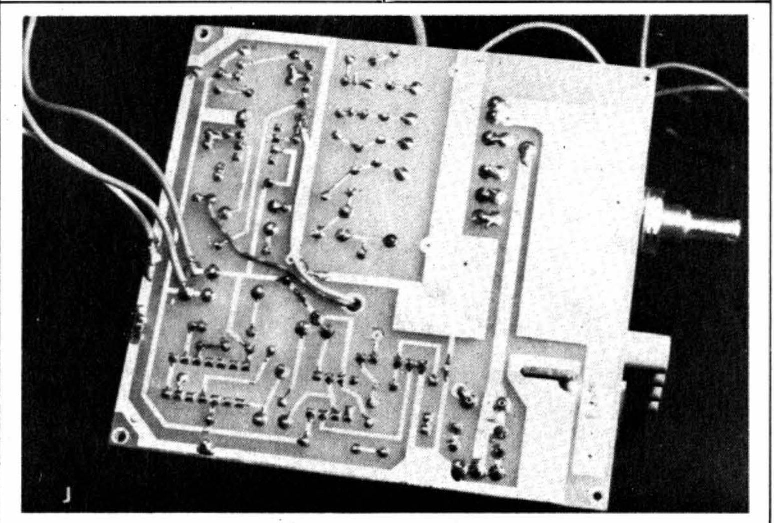


Photo J. – Verso de la platine de fonctions, montrant le détail des liaisons.

Annexe

I. Caractéristiques du AD536AJ

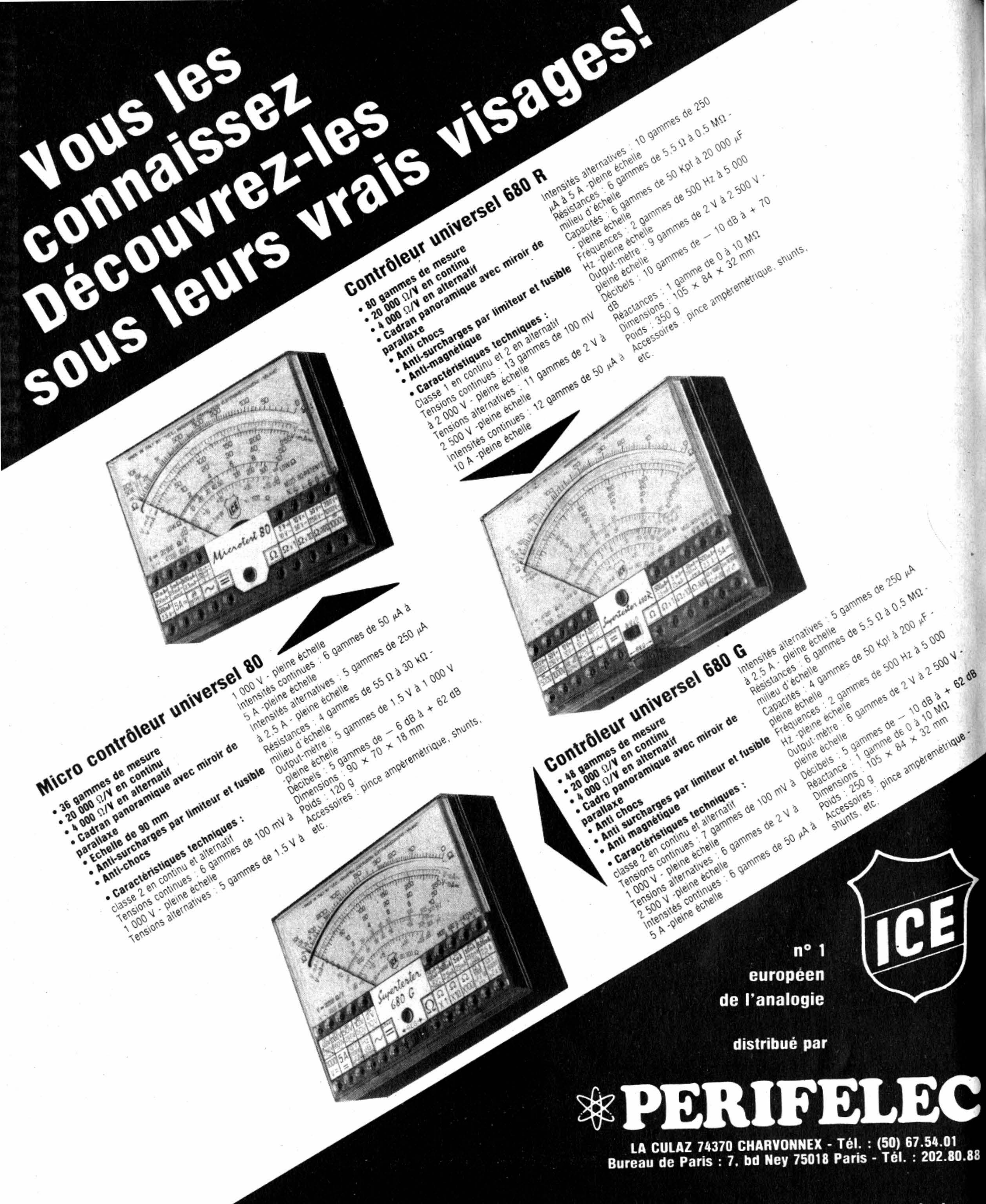
Précision sans correction externe : ± 5 mV ± 0,5 % Lect.
Précision avec correction externe : ± 3 mV ± 0,3 % Lect. (cas du MX7135)
Précision avec la température : (± 0,1 mV ± 0,01 % Lect.)/°C
Précision avec la tension d'alim. : (± 0,1 mV ± 0,01 % Lect.)/V.
Différence tensions opposées en DC : ± 0,05 % de la Lect.
Précision avec le facteur de crête :
CF de 1 à 2 : précision typique ci-dessus
CF de 3 : ajouter 0,1 % de Lect.
CF de 7 : ajouter 1 % de Lect.
Réponse en fréquence : (bande passante pour erreur max. supplémenraire de 1 %)
10 mV < V_e < 100 mV : 6 kHz (50 kHz à ± 3 dB)
100 mV < V_e < 1 V : 40 kHz (300 kHz à ± 3 dB)
1 V < V_e < 7 V : 100 kHz (2 MHz à ± 3 dB)
Caractéristiques de l'entrée :
Maximum absolu : ± 25 V
Impédance : 16,7 kΩ
Tension d'offset : ± 2 mV max.
Alimentation : ± 3 V à ± 18 V.
Consommation : 2 mA max. (1 mA typique)
Température de fonctionnement : 0 à 70 °C
NB. Il existe un AD536AK donnant une précision avec correction externe de ± 2 mV ± 0,1 % Lect. Ce circuit est plus coûteux.

II. Caractéristiques des réseaux de résistances

1. Le 1776-24. Contient 9 MΩ + 900 kΩ + 90 kΩ + 9 kΩ + 1 kΩ
Tension maximum applicable sur l'ensemble : 1 200 V
Précision absolue : 0,25 %
Précision du rapport des résistances : 0,1 %
Coefficient de température : 50 ppm
2. Le 1787-31. Contient 900 Ω + 90 Ω + 9 Ω + 0,9 Ω
Puissance admissible : 0,25 W pour les 900 Ω et 90 Ω. 0,5 W pour la 9 Ω. 1 W pour la 0,9 Ω.
Précision absolue : 0,25 %
Coefficient de température : 80 ppm

III. Caractéristiques des ICL8069

ICL8069ACQ : précision de 0,001 %/°C
ICL8069BCQ : précision de 0,0025 %/°C
ICL8069CCQ : 0,005 %/°C
ICL8069DCQ : précision 0,01 %/°C
NB. Le modèle ICL8069CCQ a été choisi, pour sa tolérance correcte, son prix abordable et sa disponibilité.


Vous les connaissez
Découvrez-les sous leurs vrais visages!
Contrôleur universel 680 R
• 80 gammes de mesure
• 20 000 Ω/V en continu
• 4 000 Ω/V en alternatif
• Cadran panoramique avec miroir de parallaxe
• Anti chocs
• Anti-surcharges par limiteur et fusible
• Anti-magnétique
• Caractéristiques techniques :
Classe 1 en continu et 2 en alternatif
Tensions continues : 13 gammes de 100 mV à 2 000 V - pleine échelle
Tensions alternatives : 11 gammes de 2 V à 2 500 V -pleine échelle
Intensités continues : 12 gammes de 50 µA à 10 A -pleine échelle
Intensités alternatives : 10 gammes de 250 µA à 5 A -pleine échelle
Résistances : 6 gammes de 5,5 Ω à 0,5 MΩ - milieu d'échelle
Capacités : 6 gammes de 50 Kpf à 20 000 µF - pleine échelle
Fréquences : 2 gammes de 500 Hz à 5 000 Hz -pleine échelle
Output-mètre : 9 gammes de 2 V à 2 500 V - pleine échelle
Décibels : 10 gammes de — 10 dB à + 70 dB
Réactances : 1 gamme de 0 à 10 MΩ
Dimensions : 105 × 84 × 32 mm
Poids : 350 g
Accessoires : pince ampèremétrique, shunts, etc.
Microtest 80
ICE
Supertester 680 R
Micro contrôleur universel 80
• 36 gammes de mesure
• 20 000 Ω/V en continu
• 4 000 Ω/V en alternatif
• Cadran panoramique avec miroir de parallaxe
• Echelle de 90 mm
• Anti-surcharges par limiteur et fusible
• Anti-chocs
• Caractéristiques techniques :
classe 2 en continu et alternatif
Tensions continues : 6 gammes de 100 mV à 1 000 V - pleine échelle
Tensions alternatives : 5 gammes de 1,5 V à 1 000 V - pleine échelle
Intensités continues : 6 gammes de 50 µA à 5 A -pleine échelle
Intensités alternatives : 5 gammes de 250 µA à 2,5 A - pleine échelle
Résistances : 4 gammes de 55 Ω à 30 kΩ - milieu d'échelle
Output-mètre : 5 gammes de 1,5 V à 1 000 V -pleine échelle
Décibels : 5 gammes de — 6 dB à + 62 dB
Dimensions : 90 × 70 × 18 mm
Poids : 120 g
Accessoires : pince ampèremétrique, shunts, etc.
Contrôleur universel 680 G
• 48 gammes de mesure
• 20 000 Ω/V en continu
• 4 000 Ω/V en alternatif
• Cadre panoramique avec miroir de parallaxe
• Anti chocs
• Anti surcharges par limiteur et fusible
• Anti magnétique
• Caractéristiques techniques :
classe 2 en continu et alternatif
Tensions continues : 7 gammes de 100 mV à 1 000 V - pleine échelle
Tensions alternatives : 6 gammes de 2 V à 2 500 V -pleine échelle
Intensités continues : 6 gammes de 50 µA à 5 A -pleine échelle
Intensités alternatives : 5 gammes de 250 µA à 2,5 A - pleine échelle
Résistances : 6 gammes de 5,5 Ω à 0,5 MΩ - milieu d'échelle
Capacités : 4 gammes de 50 Kpf à 200 µF - pleine échelle
Fréquences : 2 gammes de 500 Hz à 5 000 Hz -pleine échelle
Output-mètre : 6 gammes de 2 V à 2 500 V - pleine échelle
Décibels : 5 gammes de — 10 dB à + 62 dB
Réactance : 1 gamme de 0 à 10 MΩ
Dimensions : 105 × 84 × 32 mm
Poids : 250 g
Accessoires : pince ampèremétrique - shunts, etc.
Supertester 680 G
ICE
n° 1 européen de l'analogie
distribué par
PERIFELEC
LA CULAZ 74370 CHARVONNEX - Tél. : (50) 67.54.01
Bureau de Paris : 7, bd Ney 75018 Paris - Tél. : 202.80.88
une des gammes les plus complètes de contrôleurs : galvanomètres et instruments analogiques.
en vente chez votre revendeur habituel

Multimètres numériques

METRIX

IL n'y a pas tellement longtemps, l'idée de posséder un multimètre numérique paraissait séduisante à la plupart des techniciens, mais beaucoup hésitaient, essentiellement à cause du prix, et tout le monde se contentait d'appareils à aiguille. Loin de nous l'idée de critiquer ces derniers qui, pour certaines mesures (réglage d'un minimum ou d'un maximum, par exemple) sont même préférables aux « numériques », mais nous pensons que le moment est venu où il devient utile de faire le point et de voir, sans idée préconçue quelconque, où en sont ces deux types d'appareils et ce qu'ils peuvent nous donner. Comme les « analogiques », à aiguille, sont bien connus, nous parlerons essentiellement des numériques.

Mais avant d'aller plus loin, liquidons la question du prix. On constate, en consultant les différentes annonces publicitaires, catalogues etc., qu'il existe déjà sur le marché, des multimètres numériques moins chers que certains modèles analogiques (à aiguille). C'est, très certainement, une tendance qui s'amorce et qui ne peut que s'accentuer, répétant, toutes proportions gardées, ce qui s'est passé avec les petites calculatrices électroniques il y a quelques années. Cependant, si ces dernières ont pratiquement éliminé du marché les règles à calcul classiques, nous ne croyons pas à la disparition prochaine et complète des appareils à aiguille dans la gamme d'appareils de mesure électriques ou électroniques. Les données du problème, dans les deux cas, ne sont guère comparables.

Affichage des résultats et leur lecture

La particularité de pratiquement tous les multimètres numériques courants, et des Metrix MX522 et MX562 également, est d'afficher le résultat d'une mesure par quatre chiffres au maximum lorsque le premier est 1, et par trois chiffres dans tous les autres cas. Bien que les différents calibres soient désignés, en règle générale, par un multiple décimal de 2 de l'unité mesurée (200 mV, 200 V, 2 mA, 20 kΩ, etc.), ces chiffres n'apparaissent jamais sur l'écran si on utilise le calibre correspondant, mais on lira, respectivement, 199,9 mV, 199,9 V, 1,999 mA et 19,99 kΩ, si on mesure une tension théoriquement de 200 mV ou 200 V, un courant de 2 mA ou une résistance de 20 kΩ. De plus, si la vraie valeur de la grandeur mesurée dépasse, même de très peu, d'un « cheveu », la limite supérieure du calibre, par exemple tension alternative de 200 V « pleins » mesurée sur la position 200 V du contacteur, tout chiffre ou signe disparaissent de l'écran du multimètre, où s'inscrit seulement, à gauche, un « 1 » marquant un dépassement. Ce signal se reproduit sur tous les calibres, en tensions, intensités et résistances, sauf sur celui de 1 000 V en continu et de 750 V en alternatif.

Il est important de noter encore que la place de la virgule (qui est, en fait, un point), ne varie pas dans les limites d'un calibre et que, de plus, elle est toujours la même pour tous les calibres semblables, pourrait-on dire, autrement dit attribués à un même nombre d'unités de nature différente (volts, millivolts, milliampères, ohms, mégohms etc.). Cela signifie que le point sera placé de la même façon pour les calibres de 2 V, 2 mA, 2 kΩ et + 2 MΩ, soit.000, le résultat pouvant comporter un « 1 » devant la virgule, ce qui donnerait 1.852, par exemple (volts, milliampères, kiloohms, mégohms), ou présenter l'aspect tel que .682, ou encore .068 etc.

Pour résumer, voici un tableau montrant la position du point pour les différents calibres « au repos » (multimètre sous tension, mais avec ses bornes d'entrée libres) et au maximum :

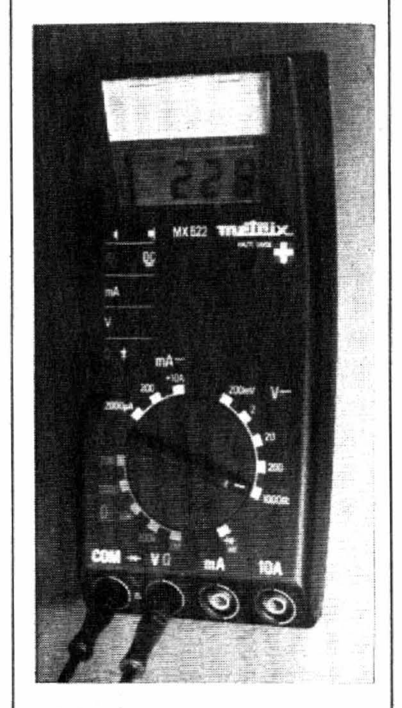


Photo A. – Vue extérieure du multimètre MX522. Affichage en 2000 points de mesure par chiffres 7 segments à cristaux liquides. Polarité affichée automatiquement pour les valeurs négatives. Calibres : 5 pour les tensions continues ou alternatives. Résistance d'entrée 2 MΩ. Résolution maximale : 100 µV ; 3 pour les intensités continues ou alternatives. Résolution maximale : 1 µA ; 5 pour les résistances. Résolution maximale : 0,1 Ω. Contrôle des diodes.

Unités	Calibre	Affichage	Maximum
V, mA, kΩ, MΩ	2	.000	1.999
V, kV, mA, kΩ, MΩ	20	0.00	19.99
mV, V, mA, Ω, KΩ	200	00.0	199.9
V	1000 et 750	000	1000 et 750

Quelques cas particuliers complètent ce tableau. En premier lieu, ceux où il s'agit de la mesure des tensions très élevées : continues ou alternatives jusqu'à 3 kV ; ondulées positives (T.H.T. d'un tube-image) jusqu'à 30 kV ; fortement impulsionnelles en lancée positive ou négative et superposées à une composante continue (tension des étages de sortie lignes, tubes ou transistors).

Pour les tensions de 3 kV on doit utiliser une sonde spéciale, qui comporte un diviseur par 1 000 (20 MΩ/20 kΩ). Suivant la nature de la tension mesurée, on enfonce (AC) ou on relâche (DC) la touche AC/DC, on enfonce la touche V, on commute le sélecteur de calibres sur 20 V, on branche la sonde entre VΩ et COM (masse) et on lit la tension mesurée en kV, à partir de la « formule » 0.00, ce qui peut donner, par exemple, 2.35 (2 350 V), 0.83 (830 V) etc., avec un maximum de 3.00 (3 000 V) à ne pas dépasser.

La sonde spéciale pour T.H.T. contient une résistance de 990 MΩ qui, avec la résistance d'entrée de l'appareil (10 MΩ) constitue un diviseur de tension de rapport 100, ce qui permet de mesurer des tensions soit jusqu'à 20 kV (19.99 kV), « formule » 0.00), soit jusqu'à 30 kV (« formule » 000 à 300 à diviser par 10, avec 30 kV à ne pas dépasser). Pour ces mesures la sonde se branche entre COM et VΩ, avec la touche AC/DC relâchée, la touche V enfoncée et le sélecteur de calibres sur 200 (pour 20 kV) ou 1 000 V (pour 30 kV).

Observer de grandes précautions lors des mesures des tensions élevées, car une décharge de plusieurs milliers de volts peut non seulement être douloureuse, mais dangereuse et même mortelle, dans certaines circonstances défavorables (tout dépend à quel instant du cycle cardiaque se produit le choc). Or, lorsqu'on fait joujou avec des T.H.T., il ne faut jamais oublier que vous pouvez être « électrocuté » sans contact

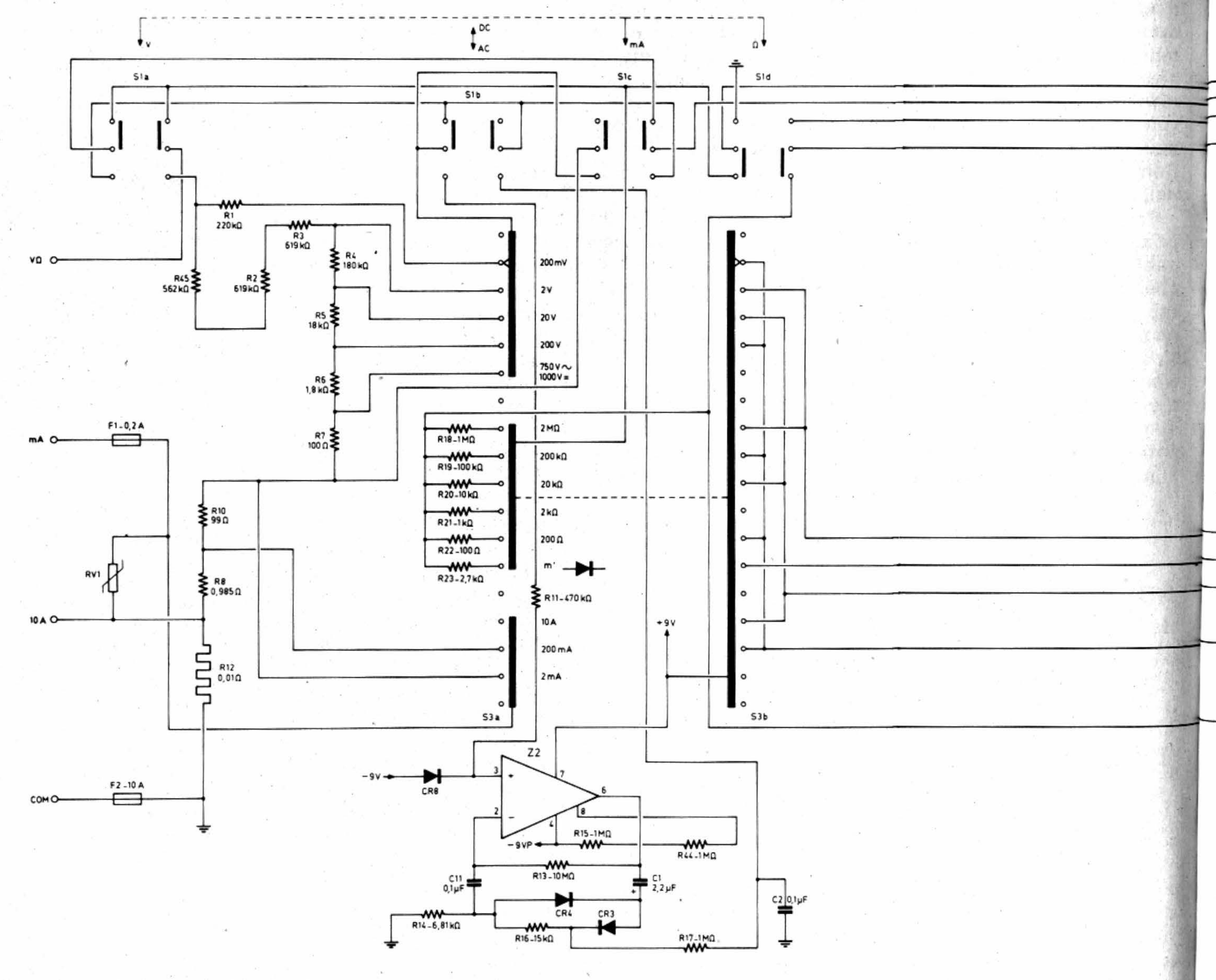


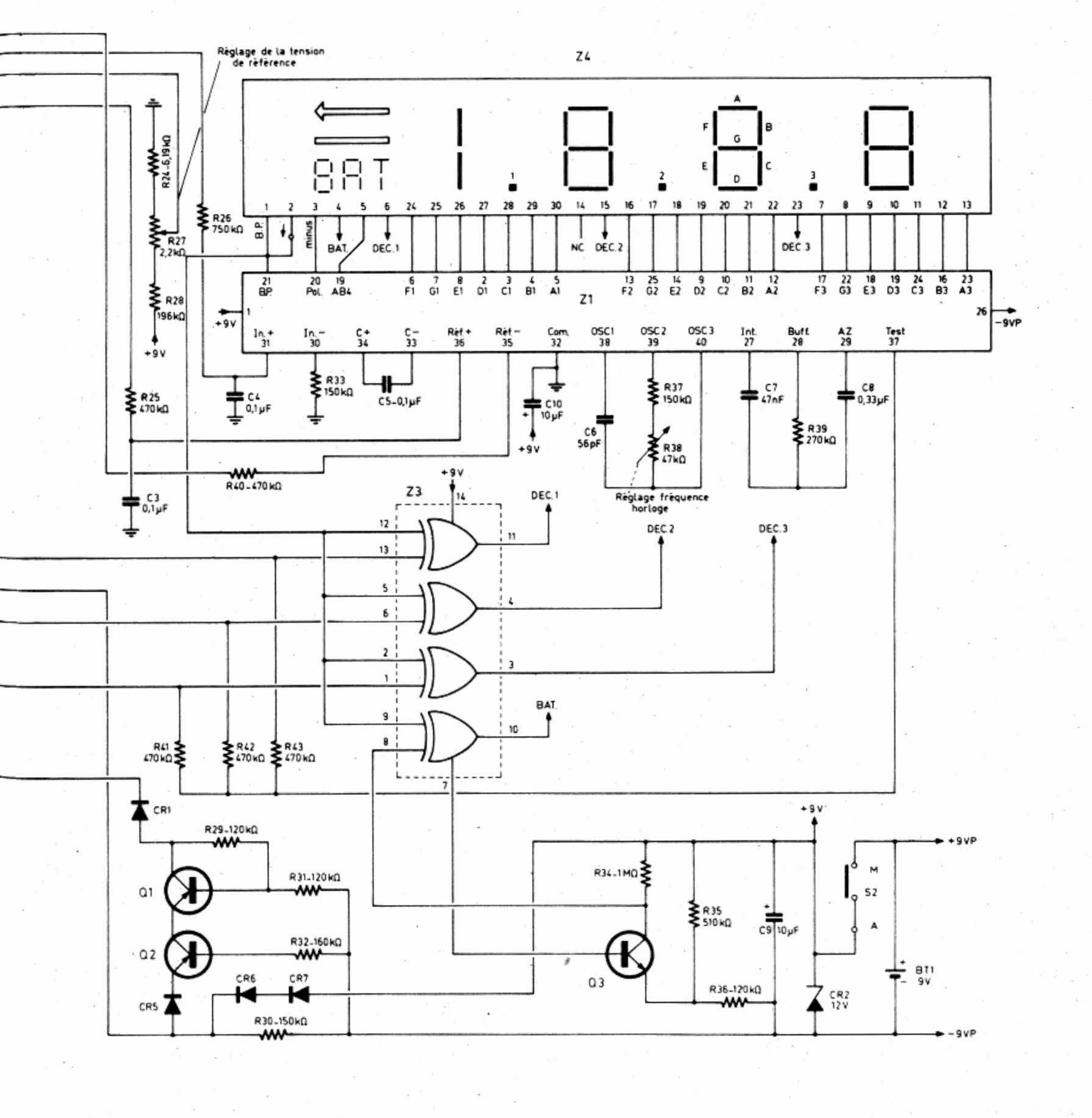
Schéma du multimètre MX522, le sélecteur de calibres étant en position 200 mV. Les transistors Q_1 et Q_2 sont des MPSA92 (Motorola), analogues aux BF259. Le transistor Q_3 est un BC237B, identique à BC107B, BC547B etc. Les différentes diodes sont : CR1 = 1N4004 ; CR2 = BZX46-C12 (Zener) ; CR3, CR4, CR5, CR6, CR7, CR8 = 1N4148 ou analogue.

direct, car, suivant une règle empirique, un arc peut s'amorcer entre deux points distants de M millimètres si la tension entre ces deux points est égale ou supérieure à M kilovolts. Précisons que nous avons eu le plaisir (involontaire, cela va sans dire) d'éprouver sur notre peau la confirmation de cette règle, avec 8 kV (= 8 à 9 mm). La précaution très simple et efficace, lorsqu'on se trouve en présence de tensions de ce niveau, est d'opérer d'une seule main, en tenant l'autre dans la poche, dans un lieu sec et sur un tapis isolant.

Reste la mesure des tensions élevées fortement impulsionnelles des bases de temps lignes, que l'on mesure à l'aide d'une sonde-filtre, pour protéger le multimètre contre les impulsions de très grande amplitude superposées à une tension continue. Ce filtre passe-bas, avec R = 100 kΩ et C = 100 nF, bloque les impulsions et ne laisse passer que la composante continue à mesurer. La tension maximale admissible par la sonde est de 1 500 V en continu. Les cordons de la sonde doivent être branchés entre COM et VΩ, avec la touche AC/DC relâchée, la touche V enfoncée et le sélecteur de calibres sur 1 000 V. Ne pas appliquer la tension à mesurer pendant plus d'une minute, surtout si elle dépassse un peu 1 kV.

En ce qui concerne la possibilité de mesure de certaines grandeurs non électriques, signalons celle de températures, que l'on peut effectuer à l'aide de sondes spéciales dans la plage s'étendant de – 50 °C à + 350 °C.

Une précision : l'affichage de la valeur mesurée se fait par des chiffres 7 segments à cristaux liquides, c'est-à-dire noirs sur fond grisâtre, la hauteur de ces chiffres étant de 12,7 mm, parfaitement lisibles à plus d'un mètre.



Surtensions, surcharges et polarité

C'est dans la façon dont les multimètres du type MX522 et MX562 se comportent en présence de surtensions très importantes à l'entrée qu'apparaît un de leurs avantages essentiels par rapport aux multimètres à aiguille. Il n'est pas nécessaire de rappeler à n'importe quel technicien le triste spectacle qu'offre le cadran d'un tel multimètre, « oublié » sur le calibre 5 V et qui en a reçu 500. Si le même accident se produit sur l'un des deux multimètres numériques dont il est question, il ne se passe rien, même si la tension appliquée sur n'importe quel calibre de tensions atteint 1 100 V (en continu) : l'écran affiche l'indication « Dépassement » par l'apparition du chiffre 1 à gauche, et c'est tout.

La protection contre une surcharge éventuelle en intensité, lors d'une mesure en continu ou en alternatif sur les calibres 2, 20 et 200 mA ou 10 A, est assurée par l'un ou l'autre des fusibles F_1 ou F_2, calibrés en conséquence.

Enfin, encore un avantage : on n'a pas besoin de tenir compte de la polarité d'une tension continue mesurée. Si on a affaire à une tension négative par rapport à la douille d'entrée COM, qui correspond le plus souvent à

la « masse » du circuit examiné, un signe « moins » (–) apparaît devant le résultat de mesure affiché. C'est tout.

Précision, résolution et bruit

Toutes les indications sur la précision de lecture sont abondamment fournies dans la notice – mode d'emploi accompagnant chaque appareil et nous n'allons pas les répéter ici. Soulignons simplement un chiffre, parmi d'autres, qui donne une idée sur cette précision. Lors de la mesure des tensions continues, le chiffre affiché nous donne la valeur de la tension inconnue avec une précision de ± 0,2 % ± 1 digit.

En d'autres termes, si nous lisons, sur le calibre 200 V, une tension de 105,2 V, par exemple, la vraie valeur doit se trouver dans la « fourchette » L (valeur lue) ± 0,21 (0,2 % de cette valeur) ± 1 digit. Il est évident qu'une telle précision laisse rêveur, et il est dommage de penser que dans le cas d'un SAV elle demeure parfaitement inutile. Heureusement qu'il n'en est pas toujours ainsi comme nous le verrons plus loin.

Bien que ce ne soit pas sa définition rigoureuse, on peut dire, pour simplifier, que la résolution représente la plus petite grandeur mesurable, c'est-à-dire lisible avec certitude, d'un calibre. La résolution maximale pour les tensions continues, par exemple, se situerait dans le domaine d'un millivolt ou même d'une fraction de millivolt dans le calibre correspondant. D'une façon générale, on peut dire aussi que la résolution correspond au nombre de lectures distinctes que l'on peut faire dans les limites d'un calibre. Et on se rend compte immédiatement que si on utilise un appareil à aiguille, gradué de 0 à 200, ce qui suppose une échelle de cadran longue de 90 à 100 mm au moins si on veut une lisibilité suffisante, on aura, dans le meilleur cas, 200 points de lecture. Or, n'importe quel calibre des multimètres dont il est question ici donne 2000 points de lecture (sauf 750 V en alternatif et 1 000 V en continu), qui ne sont pas des graduations plus ou moins faussées par la parallaxe, mais des chiffres en clair. Il en résulte que la résolution maximale pour les calibres de tensions continues ou alternatives serait de :

$$200\ \text{mV}/2000 = 0,1\ \text{mV} = 100\ \mu\text{V}.$$

Lorsqu'on établit un contact entre les pointes de touche et les deux points entre lesquels on veut mesurer une tension, le résultat n'est pas immédiat, en ce sens qu'on assiste d'abord à une petite agitation désordonnée de chiffres sur l'écran, agitation qui dure quelque 5-6 secondes et qui se calme pour afficher le résultat avec, cependant, le dernier chiffre qui continue à sautiller d'une façon irrégulière, surtout si le calibre choisi est « bas » (200 mV), par exemple). Ainsi, à circuit d'entrée ouvert, l'affichage va sautiller entre 00.0 et 00.1. Si on approche le doigt de la borne d'entrée VΩ, le phénomène s'accentue et peut gagner les deux derniers chiffres : 02.3, 01.5, 00.6, etc., mais se calme au bout d'un certain temps. Il s'agit là de la « visualisation » du bruit propre du multimètre ou, plus exactement, de son amplificateur, car il suffit de « descendre » en sensibilité, commuter sur le calibre 200 V ou 1 000 V pour le faire disparaître ou le rendre exceptionnel.

Mesure des intensités

Les deux multimètres décrits diffèrent par le nombre de calibres attribués à la mesure des intensités en continu et en alternatif : MX522 (2 mA, 200 mA, 10 A) ; MX562 (2 mA, 20 mA, 200 mA, 10 A). Etant donné que chaque calibre offre 2000 points de lecture, l'absence du calibre 20 mA n'est pas gênante et les intensités de cet ordre de grandeur sont parfaitement lisibles sur le calibre 200 mA avec un peu moins de précision simplement.

Mais ce qui est plus important, c'est que les deux multimètres diffèrent complètement par la chute de tension à leurs bornes, dont il faut tenir compte lors de toute mesure d'intensité, l'avantage étant toujours acquis à l'appareil qui présente une chute de tension

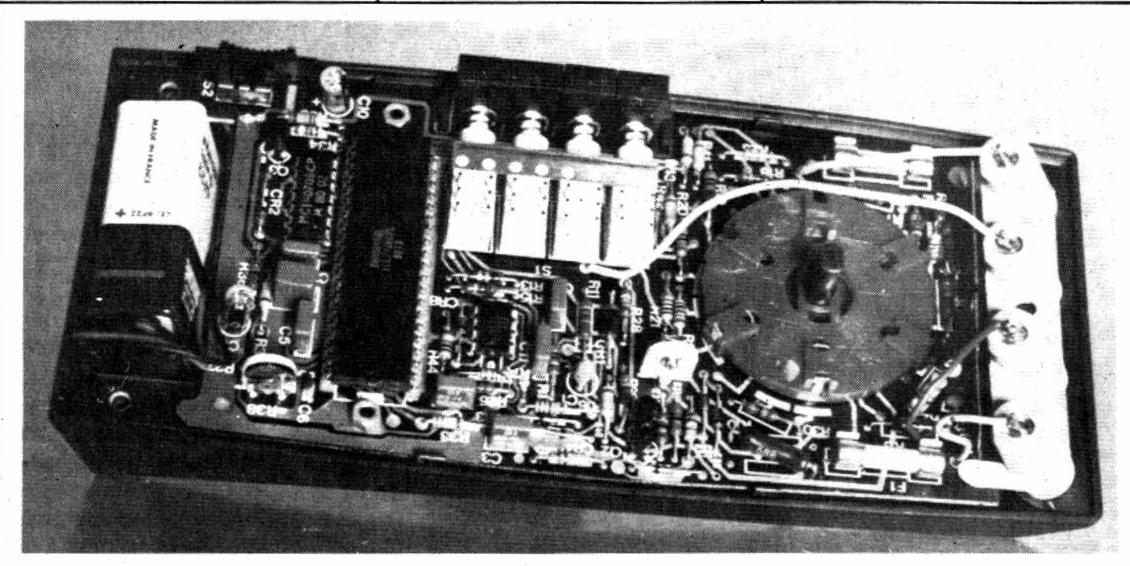


Photo B. – Vue intérieure du multimètre MX522, avec la pile d'alimentation de 9 V (à gauche) et, un peu plus à droite, le circuit intégré principal, 7126 CPL.

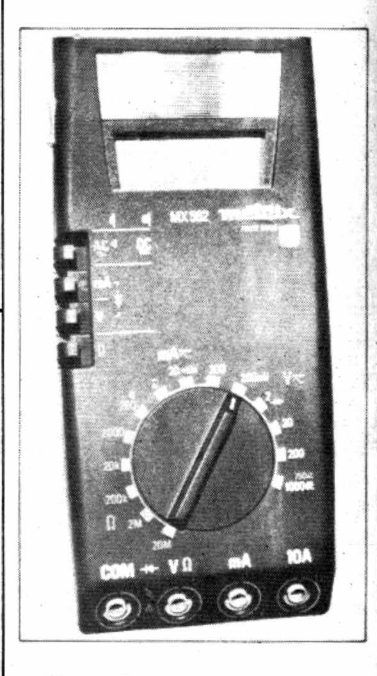


Photo C. – Vue extérieure du multimètre MX562, dont les possibilités sont un peu plus larges que celles du MX562 : un calibre d'intensités continues et son « analogue » en alternatif (0 à 20 mA) ; un calibre de résistances, permettant d'aller jusqu'à 20 MΩ.

la plus faible. Or, si nous nous fions aux indications du constructeur, le MX562 présente une chute de tension maximale uniforme, pour tous les calibres de 1,2 V en continu comme en alternatif. C'est beaucoup, car cela correspond à la moyenne de la plupart des multimètres à aiguille, mais on pourrait réduire, dans une certaine mesure, l'inconvénient qui pourrait en résulter en n'utilisant qu'une portion d'un calibre. Par exemple, pour mesurer une intensité qui, d'après nos prévisions, doit se situer vers 15-18 mA, nous pouvons utiliser le calibre 200 mA, sur lequel un courant de cette intensité ne provoquera qu'une chute de tension de l'ordre de 0,1 V, avec un affichage de la forme 15.5, par exemple, ce qui est largement suffisant dans la pratique.

En ce qui concerne le multimètre MX522, utilisé pour la mesure des intensités, provoque une chute de tension inférieure à 0,35 V sur 2 mA, inférieure à 2 V sur 200 mA et 0,5 V sur 10 A. La chute de tension qui semble assez importante sur 200 mA peut être « contournée » en utilisant le calibre 10 A, car il comporte quand même 1 000 points de lecture valant 10 mA chacun, de sorte que les 20 premiers points suffiront pour couvrir le calibre 200 mA.

Mesure des résistances

C'est dans ce domaine que la supériorité d'un multimètre numérique sur celui à aiguille se manifeste d'une façon particulièrement éclatante. Il suffit de repenser à tous les ohmmètres faisant partie des multimètres ordinaires, avec leur cadran non linéaire, sur lequel aucune lecture à peu près précise n'est possible à partir du milieu, et de les comparer avec les 2 000 points de lecture d'un calibre « Résistances » du MX522 ou MX562, chaque point correspondant à 3 ou 4 chiffres significatifs, ce qui donne une précision de mesure supérieure à celle de beaucoup de ponts RLC.

Pratiquement, cela permet à tout technicien qui a besoin d'une ou de plusieurs valeurs bien précises, pour réaliser ou réparer un appareil de mesure, un atténuateur etc., de trouver rapidement ce dont il a besoin dans le fond de ses tiroirs, en triant les résistances dont il dispose. Par la même occasion, il apprendra quelque chose de très utile : il ne faut jamais croire tout ce qui est écrit dans les livres de technologie, les catalogues, les prospectus etc., mais uniquement les résultats de ses propres mesures. Ainsi, tout le monde sait, ou croit savoir, que les résistances marquées en code de couleurs comportent une bande indiquant la tolérance en pour-cent par rapport à la valeur définie par la couleur des trois autres bandes : pas de bande de tolérance, ± 20 % ; bande argent, ± 10 % ; bande or, ± 5 %. C'est simple et précis. Voyons maintenant la réalité, qui se présente sous la forme d'un tas de résistances (99 exactement) de 10 kΩ de valeur nominale, neuves pour la plupart ou ayant servi à des essais ou mises au point, leur dissipation s'étalant de 0,125 W à 1 W.

Commençons par les moins précises (pas de bande de tolérance). Elles sont 14, et leurs valeurs, mesurées, se répartissent comme suit (en kΩ) : 9,51 – 9,57 – 9,60 – 9,73 – 9,88 – 10,1 – 10,13 – 2 × 10,15 – 10,17 – 10,38 – 11,85 – 12,33 – 13,89. Résultat inattendu et remarquable pour ces résistances qu'on aurait tendance à considérer un peu comme « marginales » et qui se placent presque toutes (sauf les 3 dernières) dans la zone ± 5 % ou mieux.

Bande argent. Elles constituent le groupe le plus important (71) mais contrairement aux « sans bande » 26 seulement peuvent prétendre à la tolérance annoncée de ± 10 %. Les autres se répartissent entre > 10 % et 20 % (15), > 20 % et 30 % (16), > 30 % et 40 % (9) et même > 40 % (2). Ces deux dernières atteignent même la « tolérance » à peine croyable de + 48,1 % et + 49,3 %. Autrement dit elles sont pratiquement des 15 kΩ à bande or.

Bande or. L'échantillonnage comporte 14 résistances et les mesures montrent que toutes, sauf une, se trouvent dans les limites du ± 5 % avec même certaines valeurs pratiquement « parfaites » : 9,98 kΩ 9,99 kΩ (3 fois), 9,94 kΩ etc.

Essais des diodes

Cette opération consiste à mesurer la chute de tension aux bornes de la diode essayée, parcourue par un courant de 1 mA. La mesure se fait en continu (touche AC/DC relâchée), avec les touches mA et V enfoncées, le sélecteur de calibres sur 2 V et la diode essayée connectée entre COM (cathode) et VΩ (anode). L'écran affichera, en volt, la chute de tension aux bornes de la diode, qui nous indiquera, entre autres, s'il s'agit d'une germanium ou d'une silicium : chute de tension inférieure à 0,4 V – germanium ; supérieure à 0,5 V – silicium.

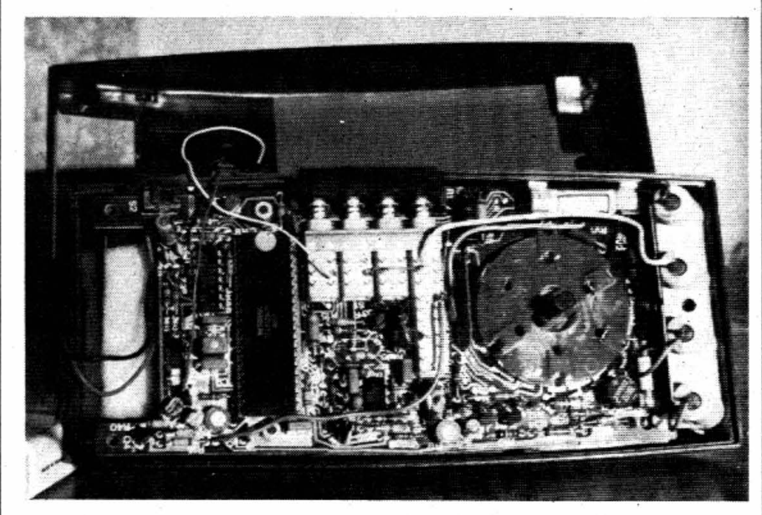


Photo D. – Vue intérieure du multimètre MX562.

Les essais que nous avons effectués ont montré que pour les diodes germanium la tension normale se situe entre 0,3 et 0,38 V et pour les silicium entre 0,52 et 0,61 V.

Si l'écran affiche « 1 » c'est que la diode est connectée à l'envers ou coupée. Si on voit apparaître .000, la diode est en court-circuit.

En dehors des diodes, il est parfaitement possible d'essayer les transistors en vérifiant leurs jonctions et l'espace émetteur-collecteur, suivant la façon de procéder bien connue, sur laquelle nous aurons peut-être l'occasion de revenir. A préciser que le multimètre commuté pour l'essai des diodes n'accuse qu'une tension de 2 V entre les entrées COM et VΩ, c'est-à-dire sans aucun danger pour un transistor.

W. SOROKINE

Pont de mesure de résistance AOIP B30

Le pont autonome R.L.C. type B30 permet la mesure : de résistances en courant continu, d'inductances et de capacités en courant alternatif, des coefficients de surtension Q des inductances, de la tangente des angles de perte (tg δ) des condensateurs.

Caractéristiques

Mesure de résistances : étendue de mesure 10 mΩ (résolution) à 10 MΩ en 6 calibres. Dépassement : 20 %. Précision : $\pm$ 5.10^{-3} de la valeur lue $\pm$ 5.10^{-4} du calibre. Mesure en courant continu.

Mesure de capacités : étendue de mesure : 1 pF (résolution) à 1 000 μF en 6 calibres. Dépassement : 20 %. Précision : $\pm$ 1 % de la valeur lue $\pm$ 5.10^{-4} du calibre. Fréquence de mesure normalisée : 1 kHz. Mesure de l'angle de perte : tg δ. 2 gammes : faibles pertes : $0{,}005 \leq tg\ \delta \leq 0{,}2$. Fortes pertes : $0{,}2 \leq tg\ \delta \leq 10$.

Mesure d'inductances : étendue de mesure : 1 μH (résolution) à 1 000 H en 6 calibres. Dépassement : 20 %. Précision : $\pm$ 1 % de la valeur lue $\pm$ 5.10^{-4} du calibre (sauf sur le calibre 1 000 H). Fréquence de mesure : 1 kHz. Mesure du coefficient de surtension Q en deux gammes : faible : $0{,}1 \leq Q \leq 5$, fort : $4 \leq Q \leq 200$.

Compensation automatique des faibles pertes. La compensation des pertes est en général inutile lorsque $Q > 10$ ou $tg\ \delta < 0{,}1$.

Initiation à la pratique de l'électronique

MESURES ET ERREURS DE MESURES

CE numéro étant consacré aux mesures nous parlerons dans cet article des mesures qui posent bien des problèmes à beaucoup de débutants.

Nous nous limiterons à celles pouvant être faites à l'aide d'un multimètre. Nous verrons qu'avant toute mesure, certaines précautions sont à prendre, et qu'il est avantageux de bien connaître l'appareil de mesure utilisé et d'avoir une idée des valeurs à mesurer. Nous verrons l'importance de la résistance interne des appareils (voltmètre et milliampèremètre) et nous montrerons comment tester les composants passifs (résistances, inductances, condensateurs et diodes) et actifs (transistors).

Nous reprendrons le mois prochain notre étude sur les amplificateurs BF de petite puissance.

L'appareillage de mesure

Les quatre appareils de base d'un laboratoire d'un électronicien sont : le multimètre, le générateur de fonctions, l'oscilloscope et le pont de mesure.

Le multimètre est vraiment l'appareil indispensable pour le contrôle des circuits électriques et électroniques. Il permet de mesurer les tensions, d'une fraction de volt à plusieurs centaines de volts, aussi bien en continu qu'en alternatif. Les intensités, du milliampère à l'ampère, peuvent également être mesurées, de même que la valeur ohmique des résistances, de l'ohm au mégohm. On trouve maintenant des multimètres de très faible encombrement, dit « de poche » avec affichage numérique.

Si le multimètre est l'appareil utile pour connaître les valeurs électriques usuelles, l'oscilloscope apporte encore une aide précieuse à l'électronicien puisque grâce à lui, il est possible de se rendre compte de la forme des signaux. L'oscilloscope permet aussi de mesurer l'amplitude des tensions continues ou alternatives, de mesurer la durée, donc la période des signaux, et de faire des mesures de phase entre deux signaux. Certains oscilloscopes sont maintenant d'un prix abordable pour l'amateur. Un appareil de bande passante allant du continu à 5 MHz, et d'une sensibilité (en vertical) de 10 mV/cm suffit très largement pour les mesures usuelles en électronique.

Le générateur de fonctions est un appareil fournissant des signaux sinusoïdaux, carrés ou rectangulaires dont la période peut varier généralement d'une fraction de hertz à plusieurs mégahertz. Pour les manipulations courantes, on peut se contenter d'un générateur basse fréquence. Un tel appareil coûte beaucoup moins cher qu'un générateur de fonctions, mais sa gamme de fréquences ne va que de quelques hertz à 100 kHz. La forme de ses signaux est généralement soit sinusoïdale, soit carrée.

Le pont de mesure donne une excellente précision pour les mesures des composants passifs : résistances, inductances et condensateurs et cela à plusieurs fréquences. C'est également un appareil très utile dans un laboratoire, même modeste.

Avant les mesures

Quel que soit l'appareil de mesure utilisé, il est nécessaire, avant de l'utiliser pour la première fois, de bien lire sa notice technique.

Il est aussi très important de **connaître** la nature de la grandeur à mesurer et d'avoir une idée de son amplitude. S'agit-il d'une tension rectangulaire ou sinusoïdale ? Sa grandeur est-elle de l'ordre du volt ou de la dizaine de volts ? Un deuxième point important est de bien **choisir** l'appareil, afin que celui-ci soit bien adapté à la mesure à effectuer. Par exemple, la mesure d'une tension dans un circuit comportant de nombreuses résistances de forte valeur, doit être faite avec un voltmètre de grande résistance interne. Enfin une bonne connaissance technique et une certaine expérience aident beaucoup pour **interpréter** correctement les résultats.

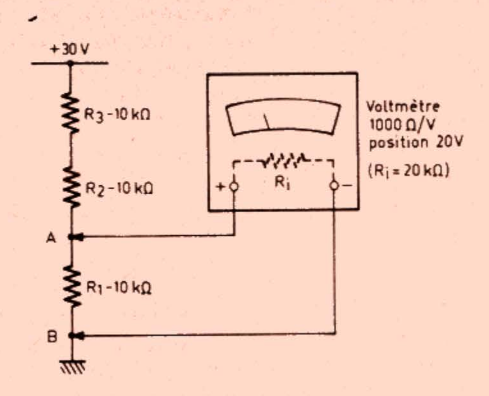


Fig. 1. – Le branchement du voltmètre modifie les caractéristiques du circuit.

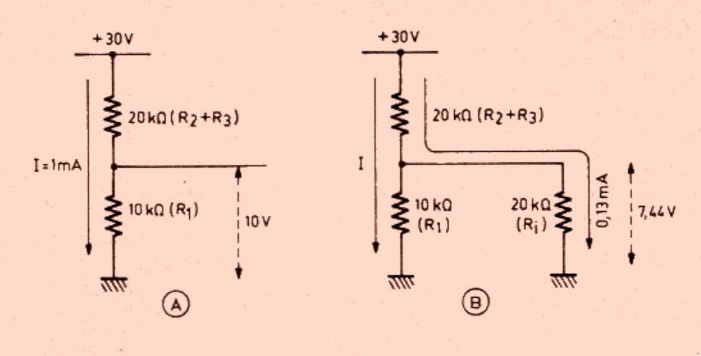


Fig. 2. – En (B), le fait de brancher le voltmètre augmente le courant dans R_2 et R_3 et diminue la tension aux bornes de R_1.

L'appareil de mesure devra être traité avec les égards qui lui sont dus. Sur la table de laboratoire, il sera placé dans un emplacement dégagé, face à l'utilisateur, sans rien poser dessus pour ne pas obturer les grilles de ventilation.

Ensuite, les câbles de raccordements ne devront être ni trop longs, ni emmêlés, avec le moins de raccords possibles, en évitant si possible les pinces crocodiles qui ne « mordent » pas. En ce qui concerne les câbles, on utilisera la couleur noire pour la masse, le rouge pour une tension un peu plus élevée que les autres...

Avant de brancher l'appareil, bien faire attention à ce que la gamme de celui-ci corresponde bien à l'amplitude du signal à mesurer. On commencera par le calibre le plus élevé pour la mesure d'une tension ou d'un courant dont on a une vague idée de l'ordre de grandeur, afin d'éviter toute surcharge accidentelle des appareils à aiguille.

Enfin, faire attention de bien lire la bonne échelle.

Donc, pour résumer, il faut toujours bien réfléchir avant d'effectuer la mesure.

Mesure des tensions

Le multimètre ou le voltmètre doit être adapté au circuit où se trouve la tension à mesurer. Non seulement, comme nous l'avons dit, le calibre du voltmètre doit être supérieur à la valeur estimée de la tension, mais il faut tenir compte aussi de la résistance interne du voltmètre. Si celle-ci est de 1 000 Ω par volt, la résistance interne sur la position 10 V est de 10 V multiplié par 1 000 Ω/V soit 10 kΩ. Cette résistance interne de 10 kΩ vient se mettre en parallèle sur la résistance du circuit à mesurer. Un exemple permet de mieux comprendre ce qui se passe. Soit un ensemble de 3 résistances disposées en série aux bornes d'une tension de 30 V. La résistance totale est de 30 kΩ, et la tension entre les points A et B est égale à

$$30\ \text{V} \times \frac{10\ \text{k}\Omega}{30\ \text{k}\Omega}$$

soit 10 V. En branchant le voltmètre de 1 000 Ω/V, sur le calibre 20 V, aux bornes de la résistance R_1, la résistance entre les points A et B (fig. 1) n'est plus 10 kΩ, mais 10 kΩ (R_1) en parallèle sur 20 kΩ (R_i), soit 6,6 kΩ. La tension lue sur le voltmètre n'est plus 10 V, mais

$$30 \times \frac{6{,}6\ \text{k}\Omega}{26{,}6\ \text{k}\Omega}$$

c'est-à-dire 7,44 V.

Une meilleure précision est obtenue par l'utilisation d'un calibre supérieur, soit 50 V. La résistance interne du voltmètre devient 50 kΩ, l'ensemble 10 kΩ - 50 kΩ en parallèle est égale à 8,33 kΩ et la tension lue à nouveau par le voltmètre est 8,82 V ce qui se rapproche de la valeur de 10 V. En revanche la lecture de 8,82 V sur le calibre 50 V manque de précision. Mieux vaut alors utiliser un multimètre plus performant. Une résistance interne de 100 kΩ/V est assez courante. La valeur lue sur la position 20 V (résistance interne du voltmètre de 2 MΩ) est alors 9,96 V. Avec un voltmètre électronique de résistance interne de 10 MΩ on lirait pratiquement 10 V.

Remarquons que ces difficultés de mesure proviennent du fait que le voltmètre consomme un certain courant. Ce courant supplémentaire en traversant les résistances R_2 et R_3 entraîne une chute de tension aux bornes de celles-ci, diminuant alors la tension aux bornes de R_1. Dans l'exemple de la mesure de tension aux bornes de la résistance R_1 avec un voltmètre de 1 000 Ω/V sur la position 30 V, ce courant supplémentaire est de l'ordre de 0,13 mA (fig. 2). En conclusion, il n'est pas nécessaire que la résistance interne du voltmètre soit élevée si il n'y a aucune résistance en série avec la résistance aux bornes de laquelle la mesure est effectuée (fig. 3).

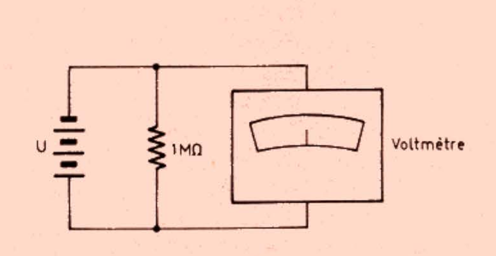


Fig. 3. – Aucune résistance n'apparaît entre la source et la 1 MΩ. La résistance interne du voltmètre peut être faible.

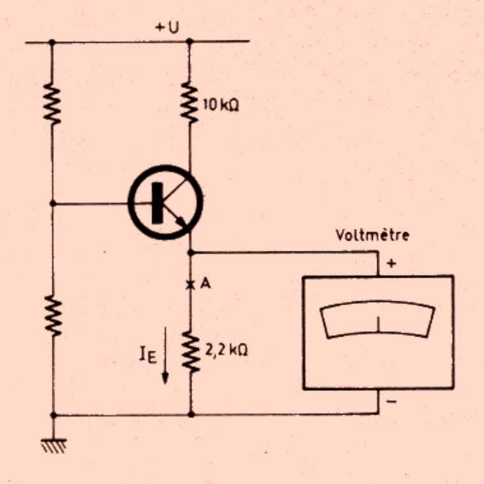


Fig. 4. – Mesure du courant I_E avec un voltmètre.

Mesure des courants

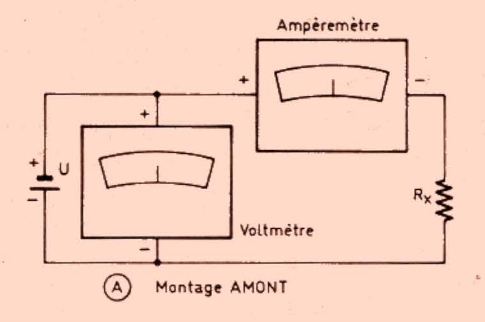
En insérant un multimètre commuté sur la position « milliampèremètre », il y a lieu d'être également prudent pour l'appréciation des mesures. L'ampèremètre a toujours une résistance interne, certes très faible, mais qui modifie quand même les caractéristiques du circuit, donc la valeur du courant dans ce circuit.

En électronique, pour la mesure des intensités continues, il est conseillé d'opérer par une mesure dite « indirecte » se terminant par un calcul simple, comme le montre l'exemple suivant. On souhaite connaître la valeur du courant émetteur I_E d'un transistor monté en émetteur commun (fig. 4). Il n'est pas nécessaire de couper le circuit pour y placer un milliampèremètre (au point A). Il suffit de brancher un voltmètre aux bornes de la résistance R_E de 2,2 kΩ pour mesurer la tension, puis d'appliquer la loi d'ohm. Si le voltmètre nous indique 3,4 V, le calcul nous donne

$$I_E = \frac{3{,}4\ V}{2{,}2\ k\Omega} \text{ soit } 1{,}54\ mA$$

Contrôle des résistances

Le contrôle des composants passifs est facile. Il existe d'ailleurs plusieurs possibilités. Prenons le cas d'une résistance. Une des techniques consiste à insérer la résistance dans un circuit comportant une pile, de mesurer la tension aux bornes et le courant la traversant, puis d'appliquer la loi d'ohm. Deux montages sont réalisables, suivant que la résistance à mesurer est élevée ou faible (fig. 5).



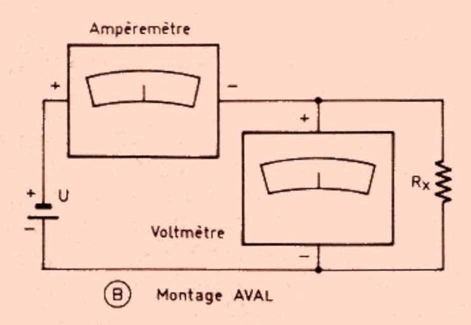


Fig. 5. – Le choix du montage dépend de la valeur de R_x.

Le montage « amont », avec le voltmètre branché côté source, est réservé pour les valeurs élevées de résistance. La tension mesurée par le voltmètre est pratiquement la tension aux bornes de R_x, la résistance interne du milliampèremètre étant négligeable par rapport à la valeur élevée de R_x.

Si cette résistance R_x est faible, le courant la traversant est relativement élevé surtout par rapport à celui passant par le voltmètre. On utilise alors le montage « aval » avec le voltmètre branché loin de la source, après le milliampèremètre.

La technique la plus rapide pour la mesure d'une résistance consiste à employer l'ohmmètre du multimètre. Un ohmmètre peut se composer d'un voltmètre, d'une résistance et d'une pile. L'échelle de l'appareil est graduée directement en ohms, bien que le voltmètre fasse bien une mesure de tension.

Le schéma de principe est donné sur la figure 6. Nous avons représenté une pile de 1,5 V et un voltmètre sur le calibre 1,5 V. Si aucune résistance n'est branchée sur les bornes « R_x », l'aiguille de l'appareil dévie au maximum, sur la position 1,5 V. Si une résistance de valeur inconnue est branchée en R_x, la lecture de l'appareil nous donne une tension plus ou moins grande suivant la valeur de R_x. Cette tension V_x est égale à :

$$1{,}5\ V \times \frac{R_x}{R_s + R_x}$$

Mettons que R_s = 1 500 Ω, par application de la formule nous voyons le rapport entre la valeur R_x et la tension V_x indiquée par le voltmètre.

Pour $R_x = 0$ (court-circuit des bornes R_x), la tension V_x est égale à 0. Pour R_x = 150 Ω, V_x = 136 mV. Si R_x = 1 500 Ω, V_x = 0,75 V... Lorsqu'aucune résistance n'est branchée ($R_x = \infty$). La tension V_x est égale à la tension de la source. De cette manière il est possible d'étalonner le cadran du voltmètre (fig. 7).

En modifiant la valeur de R_s l'étalonnage n'est plus le même. On remarque que le maximum de précision de lecture s'obtient pour des valeurs de résistances R_x proches de celle de R_s, d'où l'intérêt d'avoir une commutation avec le choix de plusieurs résistances R_x ayant un rapport de 10 entre elles afin d'avoir une seule échelle de lecture (fig. 8).

Avant toute mesure avec un ohmmètre, il est indispensable d'effectuer le tarage qui consiste à court-circuiter les bornes R_x et de régler le potentiomètre « tarage » afin que l'aiguille du galvanomètre soit bien sur le zéro de l'échelle. Ce potentiomètre de tarage est généralement

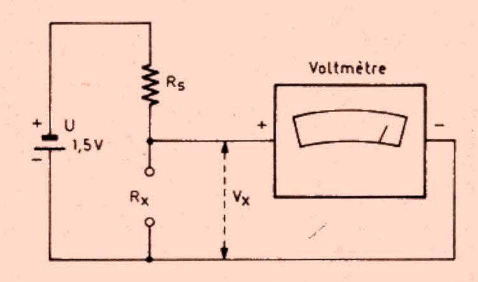


Fig. 6. – Schéma de principe de l'ohmmètre.

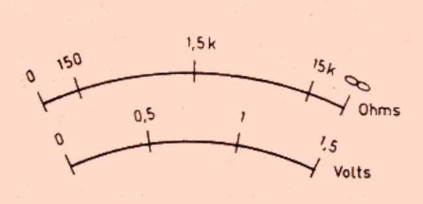


Fig. 7. – Le cadran du voltmètre est étalonné en ohms.

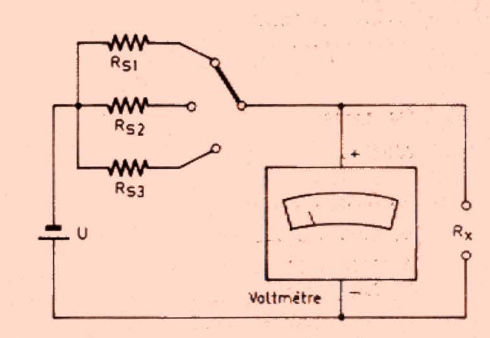


Fig. 8. – Principe de l'ohmmètre à plusieurs sensibilités.

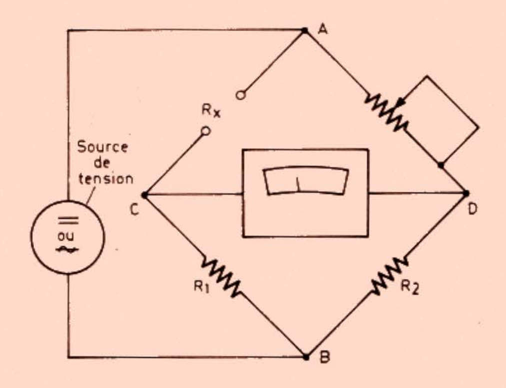


Fig. 9. – Schéma d'un pont de mesure de résistances.

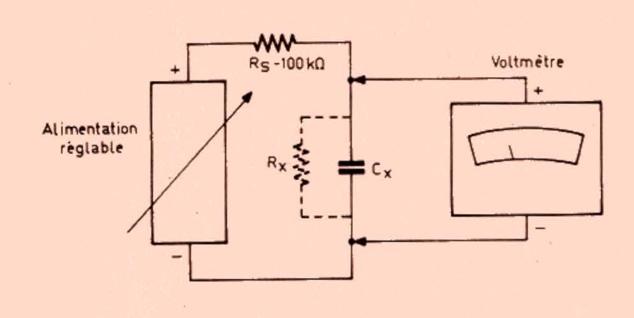


Fig. 10. – Contrôle de l'isolement d'un condensateur.

placé en série avec la résistance R_s.

La technique la plus précise pour la mesure des résistances est celle qui utilise un pont de résistances.

Ponts de mesure

Le schéma de base est donné sur la figure 9. Le pont reçoit une tension entre ses points A et B. Les résistances R_1 et R_2 sont égales de telle sorte que si la résistance R_x est égale à la résistance étalon R_e, la tension est la même sur les bornes C et D, et l'appareil de mesure branché entre celles-ci ne dévie pas. Dans ce cas on sait que R_x est égal à R_e. En pratique la résistance R_e est remplacée par un potentiomètre équipé d'un bouton-flèche indiquant une valeur de résistance sur un cadran étalonné. Une des résistances R_1 ou R_2 peut être remplacée par une résistance variable faisant office de tarage. La source peut être soit continue soit alternative. On conçoit que si les résistances sont remplacées par des composants selfiques ou capacitifs étalonnés, ceci rend possible la mesure d'inductances et de condensateurs. La source alternative peut également être commutée pour plusieurs valeurs de fréquence.

Contrôle des condensateurs

Une autre mesure importante pour les condensateurs est celle de l'isolement. Ceci se fait aisément avec une alimentation stabilisée réglable, un voltmètre et une résistance de forte valeur. Soit par exemple un condensateur électrolytique C_x marqué « 25 µF, 25 V ». En partant de 0 V, on augmente progressivement la tension de l'alimentation jusqu'à 25 V. La tension aux bornes du condensateur n'augmente pas instantanément puisqu'il faut tenir compte de la constante de temps (R_s C_x). Au bout de quelques secondes la tension aux bornes du condensateur doit avoir atteint une valeur proche de 25 V. Si la résistance d'isolement du condensateur est trop faible, la tension n'atteint pas cette valeur, l'ensemble R_s, R_x formant un diviseur de tension (fig. 10). L'ordre de grandeur de R_x peut ainsi être calculé.

Comme nous l'avons vu les capacités sont facilement mesurées au pont d'impédance. Pour les faibles valeurs, de l'ordre de quelques picofarads, on peut réaliser un montage avec un générateur HF, une inductance de valeur connue, un circuit de détection et un voltmètre (fig. 11). La valeur de L étant connue, on fait varier la fréquence du générateur afin d'obtenir la résonance qui sera indiquée par un maximum de tension aux bornes de la résistance de détection R_D. La valeur de C_x est déduite par la formule bien connue :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

avec F en hertz, L en henrys et C en farads. Pour des questions pratiques, on utilise de préférence la relation $F^2 \cdot C \cdot L = 159$, avec F en MHz, C en pF et L en µH, d'où l'on tire la valeur de la capacité du condensateur :

$$C = \frac{159}{F^2 \cdot L}$$

Si nous savons que L est égal à 135 µH et que le maximum de tension pour 500 kHz, la valeur de C est :

$$\frac{159}{(0,5)^2 \cdot 135} \text{ soit } 4,7 \text{ pF}$$

Cette méthode peut bien entendu être utilisée pour la mesure des inductances utilisées en haute fréquence, à la condition de connaître avec précision la valeur de C.

La formule pratique devient

$$L = \frac{159}{F^2 \cdot C}$$

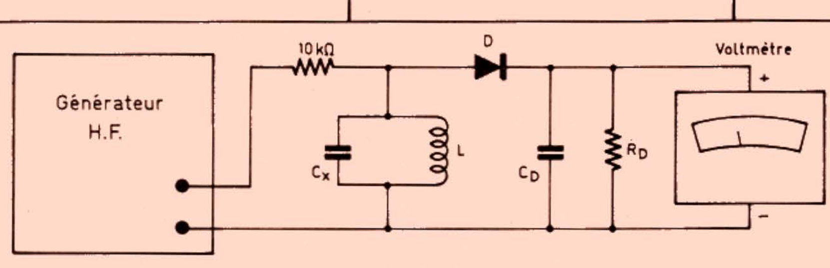


Fig. 11. – Montage pour la mesure des faibles valeurs de C_x. (C_D = 10 nF, R_D = 1 MΩ).

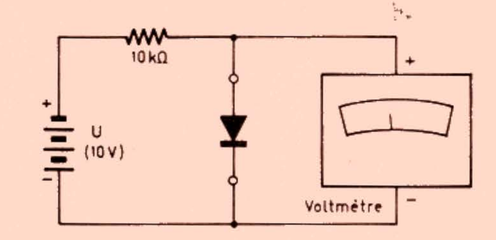


Fig. 12. – Mesure d'une diode branchée dans le sens direct.

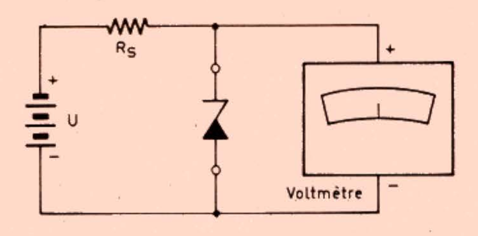


Fig. 13. – Mesure d'une diode branchée en inverse, également utilisable pour la mesure de la tension de référence d'une diode zener.

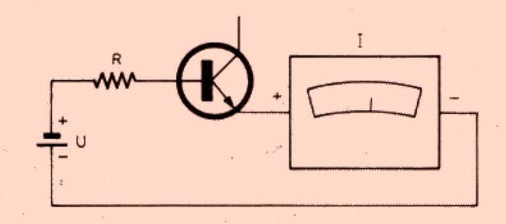


Fig. 14. – Contrôle de la jonction base-émetteur.

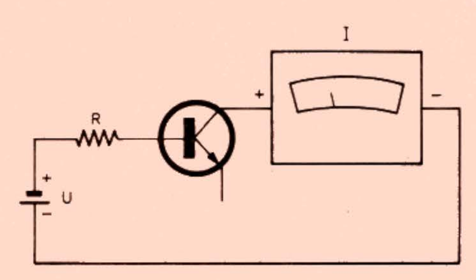


Fig. 15. – Contrôle de la jonction base-collecteur.

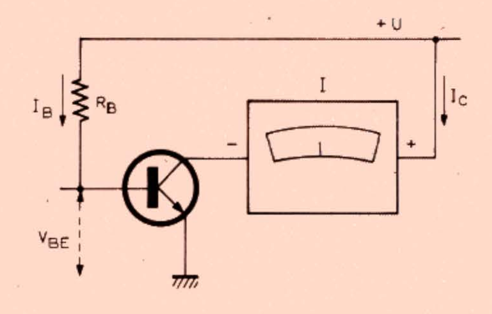


Fig. 16. – Le gain du transistor est donné par le rapport I_C/I_B.

Contrôle des diodes semiconductrices

Le contrôle des diodes se fait aussi facilement, avec une source de tension, la diode étant mise en série avec une résistance de protection. Prenons comme exemple une diode du type 1N4148 dont la valeur de la tension inverse max. est de 75 V et le courant direct max. est de 200 mA.

Le fonctionnement dans le sens direct est vérifié par le montage de la figure 12. La résistance de protection est calculée afin que le courant direct traversant la diode ne soit pas supérieur à la valeur limite permise par le constructeur. Il suffit en fait de laisser passer un courant direct de 1 mA dans ce type de diode, ce qui fait que la résistance de protection est de 10 kΩ environ pour une tension d'alimentation de 10 V. Le voltmètre doit nous indiquer une valeur proche de 0,6 V, la diode étant du type silicium. Cette tension serait de 0,2 V pour une diode au germanium.

Pour savoir si cette diode tient bien en inverse, il suffit d'inverser la diode, sans oublier d'augmenter la résistance de protection. Le courant inverse d'une telle diode est de l'ordre de quelques microampères pour une tension inverse de 75 V. Aussi, si nous souhaitons tester la diode à une tension inverse assez élevée, il est vivement conseillé d'avoir en série une résistance de quelques MΩ. Le dernier schéma donné est utilisable pour le contrôle de la tension de référence des diodes Zener.

Comment contrôler un transistor ?

Deux contrôles peuvent être aisément effectués : l'état des jonctions et l'amplification du transistor.

Le meilleur moyen de s'exercer pour ces contrôles est de tester d'abord un transistor que nous savons en bon état. Pour ces manipulations nous utiliserons une ou deux piles de 4,5 V, quelques résistances et un multimètre.

Pour le contrôle de la jonctin émetteur-base il suffit de mettre en série une pile de 4,5 V, le multimètre branché en milliampèremètre, la jonction émetteur-base et une résistance pour limiter le courant. Le branchement est indiqué sur la figure 14. Le transistor testé est un BC108A, donc un NPN dont le courant collecteur maximal est 100 mA. Puisque la jonction émetteur-base est plus fragile que la jonction collecteur-base, nous limiterons le courant direct à 40 mA. Le calcul de la résistance de protection est facile : la tension aux bornes de R est égale à la tension de la pile moins la chute dans la jonction. Le courant dans R est le courant limite que nous nous sommes fixé. Le rapport U/I donne une valeur proche de 100 Ω.

Le passage d'un courant dans le multimètre indique que la jonction est bonne, la borne + de la pile étant du côté de la base. En inversant le branchement de la pile, le courant doit être nul.

Le contrôle de la jonction collecteur-base se fait d'une façon identique (fig. 15). La constatation doit être la même que pour la première manipulation : le courant ne doit passer que dans un seul sens.

Il est toujours indispensable de faire deux tests, le deuxième étant l'inversion de la tension appliquée. Si dans les deux cas nous avons un courant, il y a court-circuit. Si le courant est nul dans les deux cas la jonction est coupée.

Contrôle du gain

Le schéma utilisé est représenté figure 16. Comme le courant de base est toujours faible par rapport au courant collecteur, et que sa mesure est difficile nous ne branchons pas le multimètre dans le circuit de base. Ce courant I_B est déduit d'après la tension appliquée ($U - V_{BE}$) et la résistance inversée. Autrement dit, nous ferons varier I_B en changeant de résistance. Le multimètre, branché en milliampèremètre, est inséré dans le circuit collecteur. Pour faire passer un courant I_B de 0,1 mA, avec une tension U de 4,5 V, R_B est donné par la formule

$$\frac{4,5 - 0,7}{0,1} = 45 \text{ k}\Omega$$

soit une résistance normalisée de 47 kΩ. Nous lisons sur le multimètre un certain courant collecteur, soit par exemple 13 mA. Le gain du transistor est donc égal à

$$\frac{13 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} \text{ soit } 130,$$

ce qui est normal pour un BC 108A.

J.-B.P.

Réalisez VOTRE AMPLIFICATEUR HAUTE FIDELITE 2 × 80 W

(suite voir N° 1678)

APRES avoir étudié dans notre précédent numéro les schémas des différents modules qui équipent cet amplificateur, nous allons aborder aujourd'hui leur réalisation et leur mise en service qui, comme vous allez le voir, ne présentent aucune difficulté.

Pour être cohérent avec la première partie de cette étude, nous allons adopter un ordre de réalisation identique à celui de la description théorique.

L'alimentation

De cette partie trop souvent négligée dépendent de nombreuses caractéristiques de l'ampli, tant pour ce qui est de la puissance délivrée que pour les ronflements induits au niveau des entrées. Nous allons donc réaliser ces modules avec soin.

La nomenclature des composants utilisés est indiquée figure 1. Le transformateur pourra être de n'importe quel type, cependant, si vous utilisez un petit boîtier il est souhaitable de choisir un modèle torique pour éviter que son rayonnement n'influe sur vos entrées. L'intensité secondaire est fonction de la puissance que vous souhaitez « tirer » de votre ampli et de l'impédance de vos haut-parleurs ; la figure 2 précisant ces relations. Les diodes seront choisies en fonction de ce même tableau de la figure 2 en prenant une marge de sécurité d'au moins 1,5, c'est-à-dire que, pour 80 W sur 4 Ω vous prendrez un transfo 8 A et des diodes 12 A.

Les chimiques de filtrage sont aussi affaire de choix ; si vous souhaitez de la puissance, il faut les prendre de la plus forte valeur possible (compatible avec votre porte-monnaie cependant). Pour une version 80 W, nous avons employé des 8 200 µF mais 4 700 µF serait déjà une valeur correcte. Attention à la tension de service qui ne doit en aucun cas être inférieure à 50 V.

L'alimentation de puissance est la seule qui ne soit pas montée sur un module de la taille des autres ; en effet, les courants importants mis en jeu se seraient mal accommodés du connecteur de bas de carte. Nous avons donc réalisé un petit circuit imprimé sur lequel les fils de liaison sont soudés. Le dessin de ce circuit est visible figure 3 à l'échelle 1. Son tracé ne présente pas de difficulté et il peut être fait au feutre à CI ; il faut seulement prendre la précaution de ne pas réduire la largeur des pistes.

Le plan d'implantation est visible figure 4 ; il pourra varier un peu selon les diodes que vous vous serez procurées ; les nôtres (42R2) étaient en boîtier à vis. Elles sont montées sur le CI avec interposition d'un U en aluminium faisant office de radiateur. Les diodes étant montées sans isolant sur celui-ci, il faut faire attention à ne pas mettre ces radiateurs en contact entre eux ou en contact avec le boîtier de l'ampli. Par ailleurs, la vis de fixation de la diode réalisant la connexion de celle-ci, il faut la serrer fortement afin de diminuer la résistance ohmique de ce contact.

Lorsque ce module est terminé, passez au câblage de l'alimentation selon le plan de la figure 5 ; respectez les indications quant à la disposition du fil de masse et à la taille des fils lorsque celle-ci est indiquée.

Après vérification sérieuse (80 V sur un chimique à l'envers = une magnifique explosion !) mettez sous tension et vérifiez que vous avez bien +

	20 W	40 W	60 W	80 W
HP de 4 Ω	4 A	6 A	8 A	8 à 10 A
HP de 8 Ω	3 A	4 A	6 A	—

Fig. 2. – Intensité secondaire du transformateur en fonction de la puissance désirée et de l'impédance des haut-parleurs.

Repère	Type et équivalents	Remarque
TA	Primaire 220 V - Secondaire 2 × 30 V	Intensité voir fig. 2
DR	4 diodes 100 V - Intensité voir fig. 2	Voir texte
	2 × 10 kΩ 1/2 W 5 %	
	3 × 0,1 µF type C280 par exemple	
	2 × 2 200 à 10 000 µF 50 V mini.	
	2 fusibles sous verre 5 A	
	2 porte-fusibles pour dito	

Fig. 1. – Nomenclature des composants de l'alimentation.

et – 40 V (environ, la valeur exacte dépend du transfo et n'a pas grande importance) en sortie.

Les alimentations stabilisées

Comme nous l'avons vu le mois dernier, ces alimentations font appel à deux schémas identiques aux polarités des composants près ; elles sont donc réalisées sur deux circuits imprimés identiques à deux pistes près puisque ces deux modules ne peuvent avoir le même brochage au niveau du connecteur de bas de carte.

La nomenclature des composants de ces alimentations est précisée figure 6. Il faut simplement choisir pour les transistors de puissance un radiateur qui ne dépasse pas trop du module. Les autres composants sont peu critiques.

Les dessins des circuits imprimés sont présentés en figures 7 et 8 ; ici encore, la simplicité du tracé autorise un dessin au feutre. Les plans d'implantation sont visibles figures 9 et 10 et leur respect ne présente aucune difficulté si ce n'est de veiller au sens d'insertion correct des chimiques, des transistors et de la diode zéner. Le transistor de puissance est monté directement sur le radiateur sans accessoire d'isolement.

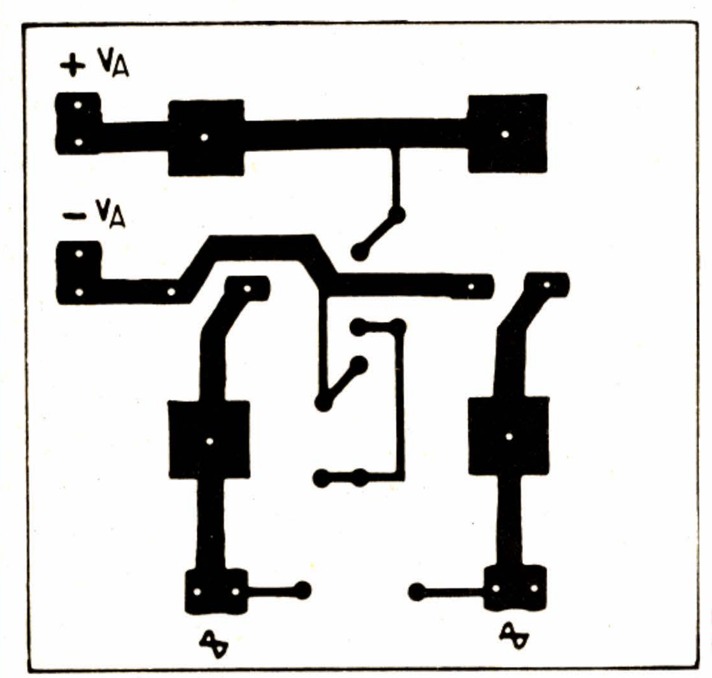


Fig. 3. – Circuit imprimé de l'alimentation de puissance côté cuivre, échelle 1.

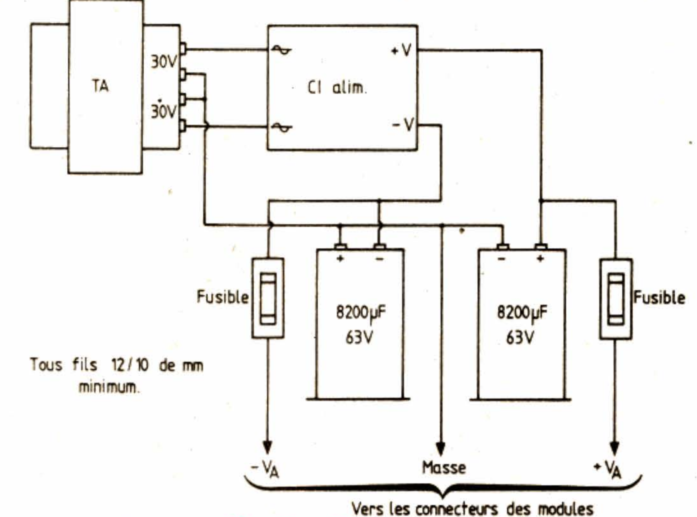


Fig. 5. – Plan de câblage de l'alimentation de puissance.

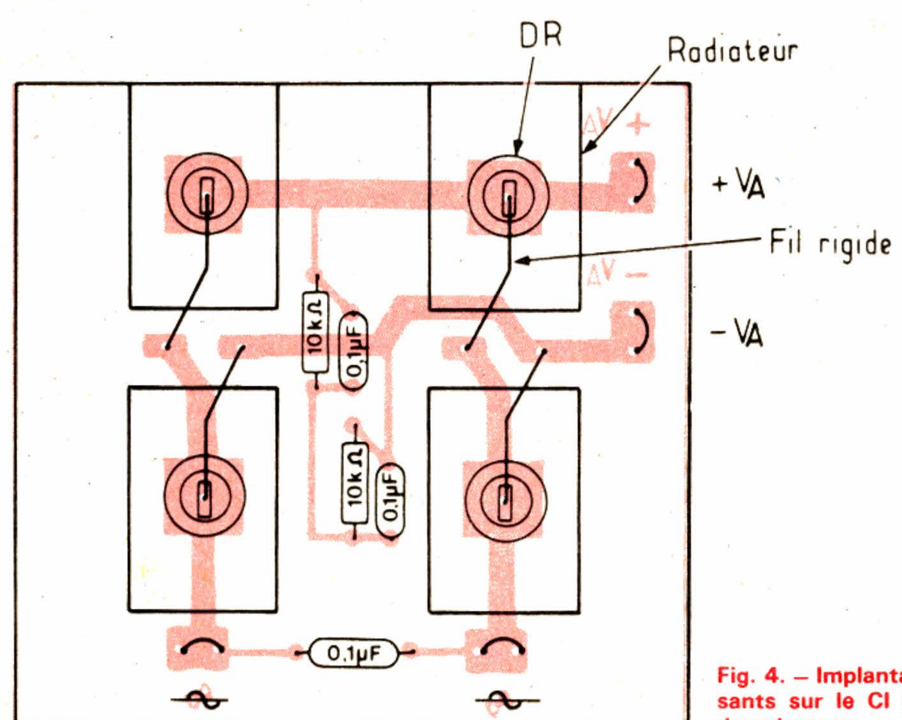


Fig. 4. – Implantation des composants sur le CI de l'alimentation de puissance.

Après vérification du câblage et avant mise sous tension, il faut câbler les liaisons d'alimentation sur les connecteurs qui seront installés en fond de boîtier comme cela avait été indiqué le mois dernier. Pour ce faire, la figure 11 présente le brochage des connecteurs de ces modules alimentations stabilisées, étant entendu que les points de masse et d'alimentations sont identiques pour tous les autres modules ce qui facilite grandement le câblage de l'ampli. Par ailleurs, notez qu'il est inutile d'amener les tensions + VA et – VA (tensions non stabilisées issues de l'alimentation de puissance) ailleurs qu'aux emplacements des modules alimentations stabilisées et amplis de puissance, tous les autres modules utilisant seulement + VS et – VS.

Les liaisons + VS et – VS peuvent être faites en fil de 8/10 de mm environ, par contre les liaisons + VA et – VA entre les chimiques de l'alimentation de puissance et les deux modules amplis de puissance seront au moins en 12/10 mm.

Lorsque c'est terminé, mettez en place un des modules, et, après la mise en service, ajustez son potentiomètre de réglage pour avoir 15 V en sortie. Vous pouvez ensuite court-circuiter la sortie sur un ampèremètre et vérifier que vous débitez entre 600 et 800 mA (si vous avez mis RSC = 1 Ω comme indiqué le mois dernier). Procédez alors de même pour l'autre module.

Avant de continuer et afin de ne pas prendre de risque inutile, vérifiez aussi que ces tensions stabilisées arrivent bien sur tous les connecteurs aux bonnes places et qu'il n'existe pas de court-circuit entre pinoches voisines de vos connecteurs.

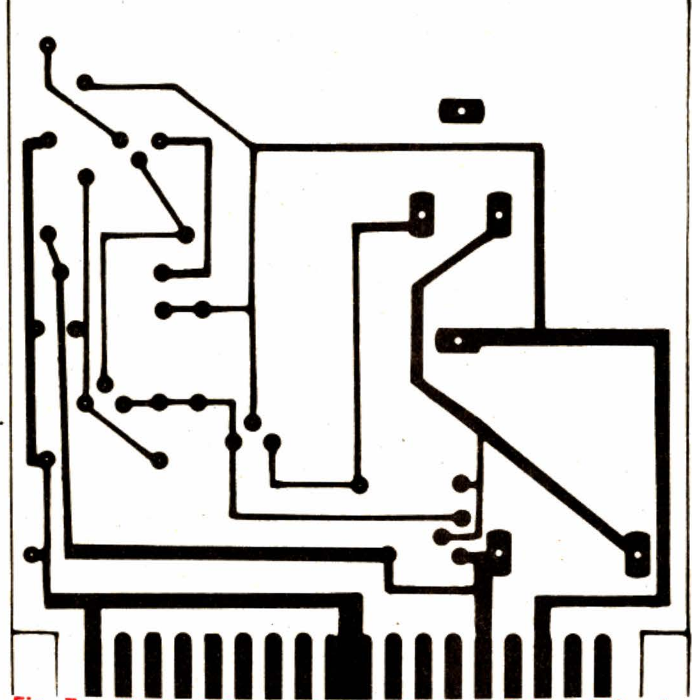


Fig. 7. – CI de l'alimentation stabilisée positive, côté cuivre, échelle 1.

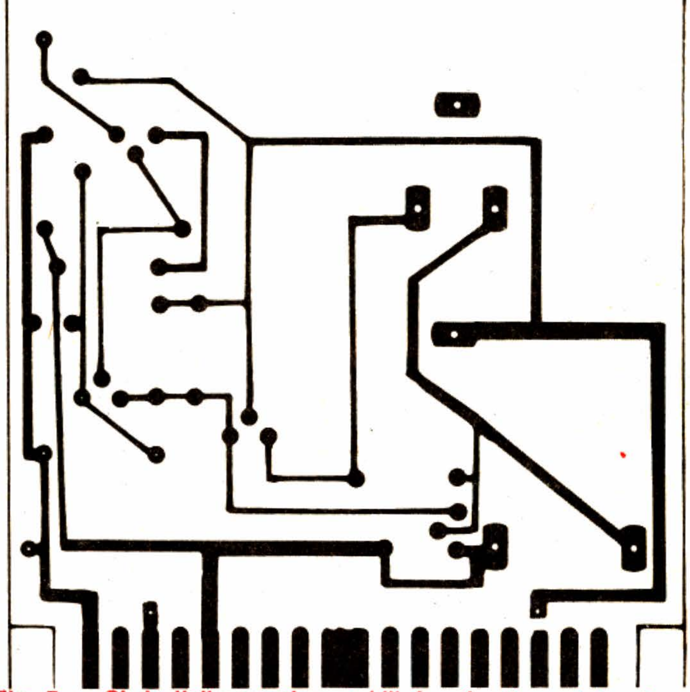


Fig. 8. – CI de l'alimentation stabilisée négative, côté cuivre, échelle 1.

Repère	Types et équivalents	Remarques
T_1, T_3	2N2222A, 2N2219A, 2N1711, 2N1613, 2N3053	
T_2	BD137, BD237, BD139	
Z_1	BZY88 C9V1, BZX83 C9V1...	Zener 9,1 V 0,4 W
T_4	2N3055, MJE3055, TIP3055	
	2 × 6,8 kΩ, 1 × 4,7 kΩ, 1 × 3,3 kΩ	1/2 W 5 % carbone
	1 × 1 kΩ	
	1 × 5,6 kΩ	1 W 5 % carbone
RSC	1 Ω 1 W carbone ou bobinée	
	1 × 1 000 µF 25 V - 1 × 47 µF 15 V	47 µF montage vertical
	1 × 0,47 µF type C280 par exemple	
	1 pot ajustable carbone 4,7 kΩ pas de 2,54 mm	montage « debout »
	1 radiateur pour T_4	

Nomenclature des composants de l'alimentation stabilisée positive.

Repère	Types et équivalents	Remarques
T_1, T_3	2N2905A, 2N2907A	
T_2	BD238, BD138	
T_4	BDX18, 2N3789	
	Tous autres composants identiques à ceux de l'alimentation positive	

Fig. 6. – Nomenclature des composants des deux alimentations stabilisées.

L'amplificateur de puissance

Malgré le nombre important de composants intervenant dans son schéma, nous avons fait rentrer ceux-ci sur un module et il est donc nécessaire de réaliser seulement deux modules amplis de puissance (un par voie). Les transistors de sortie T_{10} et T_{11} sont évidemment montés sur un radiateur dont nous allons reparler et n'apparaissent pas sur ce circuit imprimé.

La nomenclature des composants est indiquée figure 12 et, bien qu'elle ne soit pas critique, nous vous incitons à respecter les tensions de service des chimi-

ques et le type des transistors T_7, T_8 et T_9. En effet, le remplacement de ceux-ci par des « équivalents » n'est possible que si ces derniers ont une tension de claquage entre collecteur et émetteur au moins égale à 80 V ; avis aux récupérateurs de « fonds de tiroir » ! A titre indicatif, le claquage de T_7 lorsque l'ampli est à pleine puissance peut faire détruire tous les transistors qui suivent.

Nous vous conseillons également de bien choisir vos chimiques 100 µF 63 V. Il en existe en effet (généralement dans les « super promotions ») de très gros que vous ne pourriez pas loger sur la carte.

La figure 13 présente le dessin du CI d'un module ampli de puissance, quant au plan d'implantation, il est visible figure 14 et n'appelle que peu de commentaires.

Les transistors T_8 et T_9 sont montés sur de petits radiateurs (grandeur réelle sur cette figure) qui peuvent être, soit des modèles à ailettes comme sur nos photos, soit des morceaux d'aluminium pliés en U. Les transistors sont vissés dessus sans accessoire d'isolement.

Les résistances RS seront des modèles bobinés ; leur valeur, en fonction de la puissance désirée et de l'impédance des haut-parleurs est indiquée sur cette même figure 14. Enfin rappelons qu'en cas de doute, le brochage de tous les semi-conducteurs utilisés dans cette réalisation est indiqué en fin d'article.

Nous vous signalons une omission sur le schéma de cet ampli tel qu'il a été publié dans notre précédent numéro, il manque un condensateur de 100 pF entre collecteur et base de T_7 ; condensateur qui est, par contre, normalement représenté sur le plan d'implantation de la figure 14. Après avoir câblé ce module, il faut passer aux liaisons à établir entre son connecteur et les transistors de puissance T_{10} et T_{11}. Ceux-ci seront montés sur un radiateur de dimension d'autant plus importante que vous souhaiterez « tirer » de puissance de l'ampli. Ce ou ces radiateurs pourront être constitués par une partie métallique du boîtier jusqu'à 20 W, au-dessus, il faudra faire appel à des radiateurs à ailettes du commerce. Ils seront avantageusement montés en face arrière et, si vous préférez un montage dans le boîtier, n'oubliez pas de prévoir dessus et dessous des ouies d'aération. Les

Fig. 9. – Implantation des composants de l'alimentation stabilisée positive.

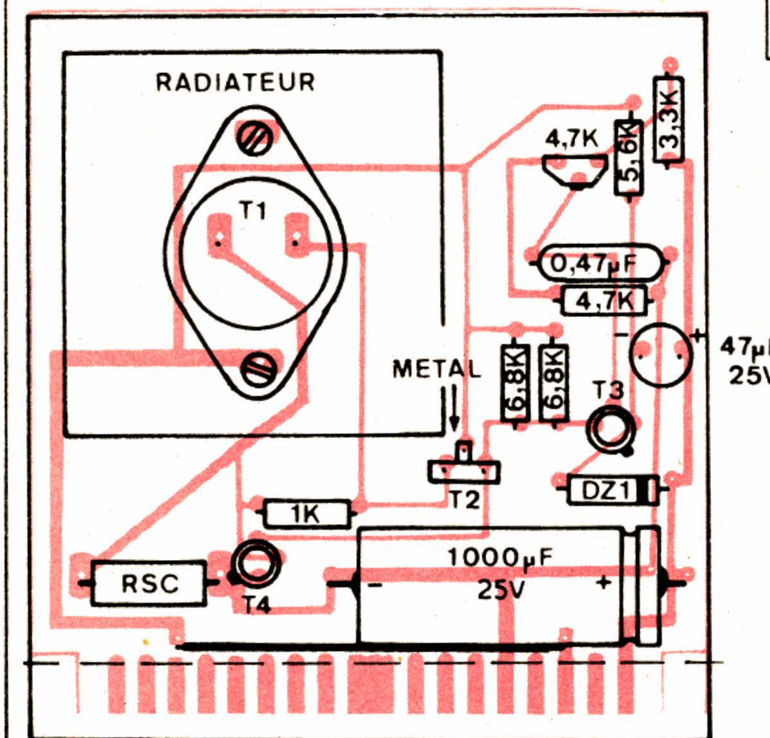


Fig. 10. – Implantation des composants de l'alimentation négative.

Numéro broche	Alim. positive	Alim. négative
1	Masse	Masse
2		
3		– VS
4		
5		– VS
6		
7		
8		
9	Masse	Masse
10	Masse	Masse
11		
12		
13		
14	+ VS	
15		
16	+ VA	
17		
18	Masse	Masse

Fig. 11. – Brochage des connecteurs des deux modules alimentations stabilisées.

transistors T_{10} et T_{11} doivent être montés isolés de ces radiateurs au moyen des accessoires classiques dont nous rappelons le montage figure 15. N'oubliez pas d'enduire généreusement la semelle du transistor et l'isolateur en mica de graisse aux silicones afin d'assurer une bonne conduction thermique.

Les transistors sont ensuite reliés aux connecteurs des modules selon le brochage indiqué figure 16. Les liaisons de collecteur et d'émetteur seront réalisées en fil de 12/10 de mm, du fil de 7/10 suffisant pour les liaisons de base.

Vérifiez très soigneusement cette partie du câblage car une erreur peut avoir des effets destructeurs très rapides. Laissez ensuite ces modules de côté, nous allons en effet réaliser le circuit de protection des enceintes avant de les essayer, ce sera plus sage et plus prudent !

Repère	Types et équivalents	Remarque
T_5, T_6	2N2905A, 2N2907A	
T_7, T_9	BD237	
T_8	BD238	
T_{10}, T_{11}	2N3055, MJE3055, TIP3055	
T_{12}	2N2222A, 2N2219A, 2N1613	
T_{13}	2N2905A, 2N2907A, BC212	
D_1 à D_6	1N914, 1N4148	
Résistances	7 × 100 Ω	1/2 W 5 % carbone
	1 × 180 Ω - 2 × 470 Ω - 3 × 1 kΩ	1/4 ou 1/2 W 5 %
	1 × 2,7 kΩ - 1 × 3,9 kΩ - 1 × 10 kΩ	carbone
	1 × 12 kΩ - 1 × 47 kΩ	
RS	Voir tableau en fig. 14	
Condensateurs	2 × 100 µF 63 V - 1 × 68 µF 63 V	
	1 × 220 µF 16 V - 1 × 22 µF 63 V	
	1 × 4,7 µF 25 V	
	1 × 100 µF céramique	
Radiateurs	pour T_8, T_9, T_{10}, T_{11}	Voir texte

Fig. 12. – Nomenclature des composants de l'ampli de puissance.

Puissance	15 W	20 W	25 W	30 W	40 W	60 W	80 W
HP de 4 Ω	0,39 Ω 4 W	0,33 Ω 4 W	0,33 Ω 4 W	0,27 Ω 5 W	0,27 Ω 5 W	0,22 Ω 7 W	0,18 Ω 8 W
HP de 8 Ω	0,56 Ω 3 W	0,47 Ω 3 W	0,47 Ω 3 W	0,39 Ω 4 W	0,33 Ω 4 W	0,27 Ω 5 W	

Fig. 14. – Implantation des composants de l'ampli de puissance et tableau de choix des résistances RS.

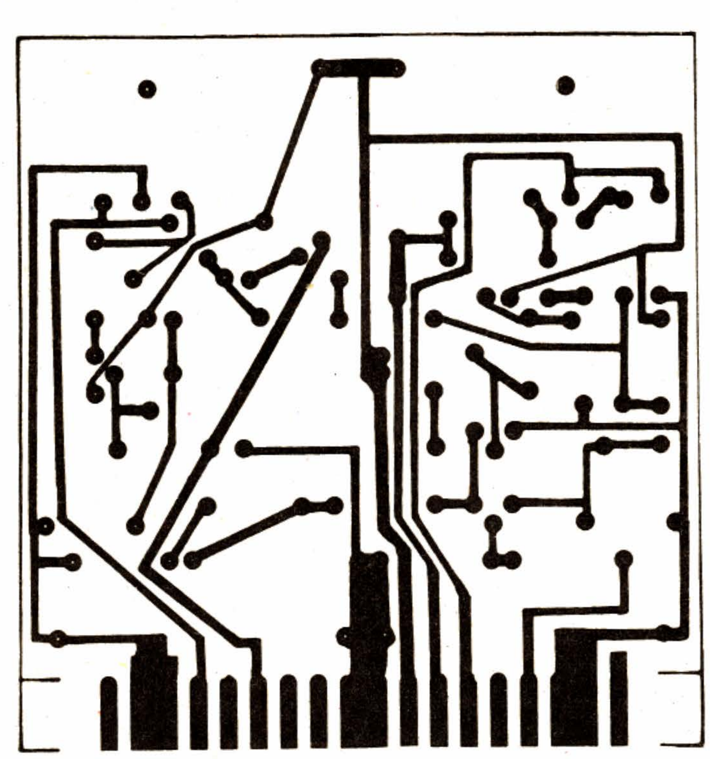


Fig. 13. – CI de l'ampli de puissance, vu côté cuivre, échelle 1.

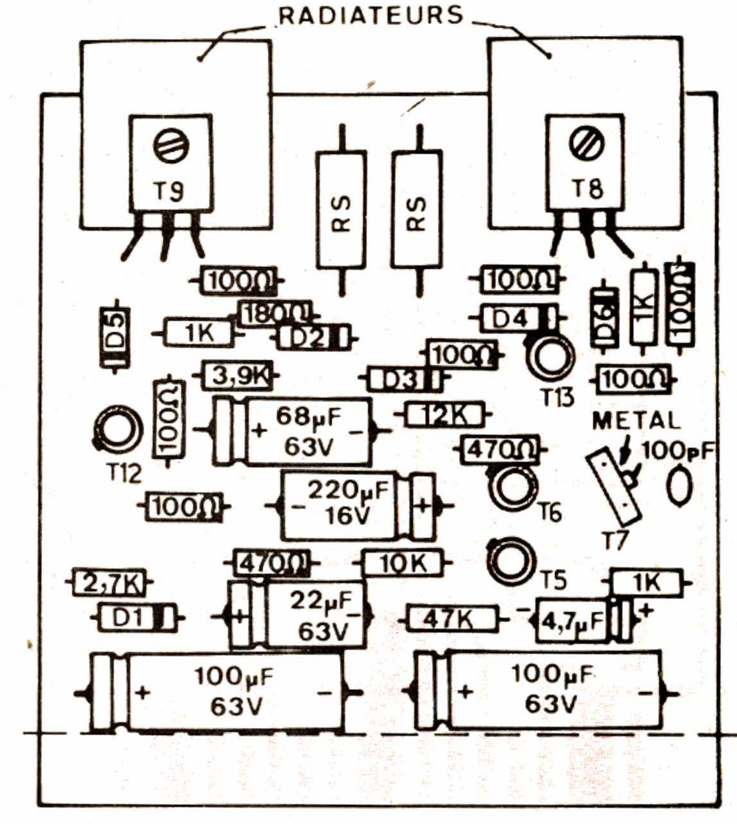


Fig. 14 a

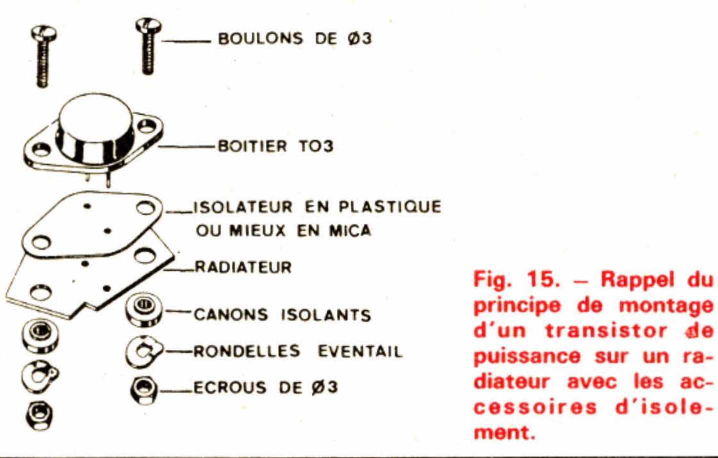


Fig. 15. – Rappel du principe de montage d'un transistor de puissance sur un radiateur avec les accessoires d'isolement.

Les modules de protection

La figure 17 présente la nomenclature des composants. Le seul composant à choisir est le relais. Il faut un modèle 2 RT pouvant couper au moins 4 A. La tension de bobine doit être comprise entre 6 et 12 V et le courant nécessaire ne doit pas dépasser 100 mA. De tels relais sont très répandus tant chez Siemens que chez Varley. Il est souhaitable d'attendre d'avoir celui-ci en mains avant de dessiner le circuit imprimé de façon à pouvoir éventuellement retoucher ce dernier pour le rendre conforme à la taille et au brochage du relais que vous vous serez procuré. La résistance RRL se calcule de la façon suivante :

– RRL = (15 – VC)/IC ou VC est la tension de collage du relais en volt et IC le courant de collage en ampère. Si celui-ci vous est inconnu, rappelons qu'il est égal à

Numéro broche	Ampli de puissance
1	
2	E de T_{11}
3	– VA
4	Entrée BF
5	
6	B de T_{11}
7	C de T_{11}
8	Sortie HP
9	Masse
10	Masse
11	

Fig. 16. – Brochage du connecteur du module amplificateur de puissance.

Repère	Types et équivalents	Remarque
T_{14}, T_{15}, T_{16}, T_{17}	BC107, 147, 182, 2N736, 2N930	
	2N2222A, 2N2219A, 2N1613, 2N1711	
T_{18}	2N2905A, 2N2907A	
D_7 à D_{10}	1N914, 1N4148	
RL	Voir texte	
F	2 × fusibles sous tube verre 5 ou 8 A	
	2 × supports de fusibles pour CI	
Résitances	1 × 180 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 10 kΩ, 3 × 22 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 %
	1 × 33 kΩ, 1 × 470 kΩ, 1 × 1 MΩ	carbone
RRL	Voir texte pour valeur et puissance	
Condensateurs	2 × 47 µF 25 V, 1 × 47 µF 40 V	47 µF 25 V montage vertical

Fig. 17. – Nomenclature des composants du module de protection des haut-parleurs.

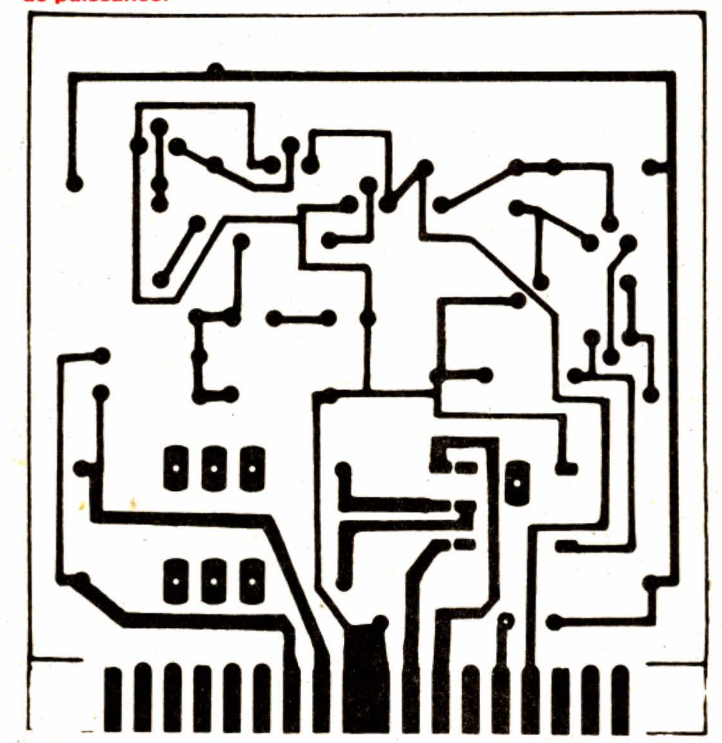


Fig. 18. – CI du circuit de protection des H.P., côté cuivre, échelle 1.

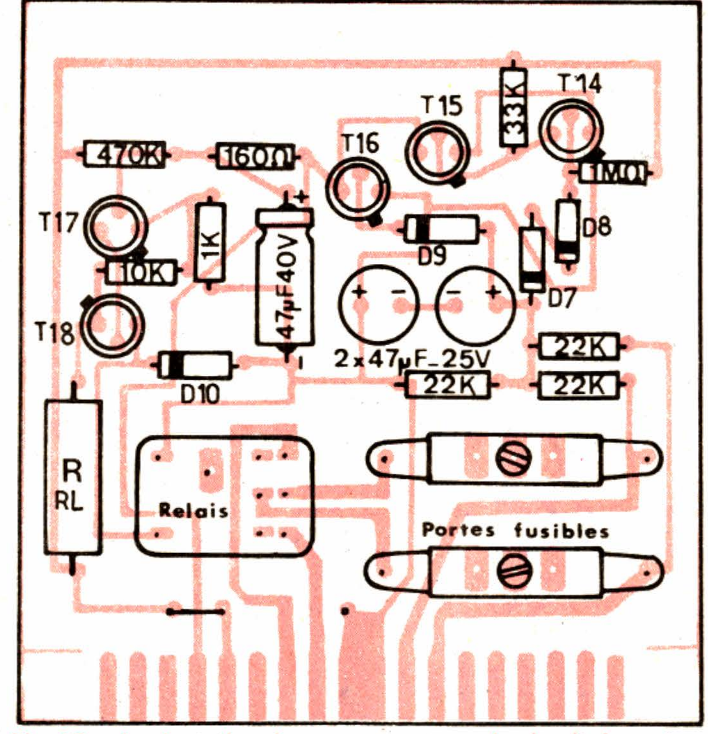


Fig. 19. – Implantation des composants sur le circuit de protection des haut-parleurs.

VC/R ou R est la résistance de la bobine du relais. La puissance de RRL est donnée par :

– PRRL = RRL × IC × IC × 2 (paramètre défini ci-avant). Le coefficient 2 est une marge de sécurité car cette résistance dissipe en permanence de la puissance.

Le dessin du circuit imprimé et le plan d'implantation sont indiqués respectivement en figures 18 et 19. Lorsque le montage en est terminé, câblez le connecteur destiné à recevoir ce module conformément à la figure 23 en veillant à utiliser, pour toutes les liaisons « haut-parleur » (tant de ce module vers les sorties haut-parleurs que de ce module vers les amplis de puissance), du fil de 12/10 de mm. Les essais peuvent alors commencer. Ne placez pour l'instant que ce module de protection sans les amplis de puissance. Mettez sous tension et constatez qu'après quelques secondes le relais colle. Si vous voulez pousser la vérification, appliquez à une des entrées haut-parleur de ce module une tension continue de polarité quelconque produite par une alimentation stabilisée ou par une simple pile, le relais doit décoller. Si tout est bon (et un défaut ne peut venir que d'une erreur de câblage ou d'un composant défectueux) coupez le courant, insérez un module ampli de puissance en place, placez un voltmètre directement sur sa sortie haut-parleur et mettez en marche. Après une brève variation, l'indication du voltmètre doit se stabiliser à une tension très voisine de zéro (jusqu'à 200 mV tout va bien) et le relais doit coller après cette stabilisation. Laissez sous tension un moment et vérifiez qu'aucun transistor de puissance ne chauffe. Si vous avez un oscillo (mais ce n'est absolument pas indispensable) vous

Repère	Types et équivalents	Remarques
T_{20}, T_{21}	BCY70, 71, 72, BC157, 212 2N2905A, 2N2907A	
T_{22}	2N1613, 1711, 2222A, 2219A BC107, 108, 109	
D_{11} à D_{17}	1N914, 1N4148	
Z_2	BZY88 C5V6, BZX83 C5V6...	5,6 V 0,4 W
IC_1	LM339N	National Semiconductor
LED	Tous types	
Résistances	1 × 160 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 2,2 kΩ 1 × 3,3 kΩ, 3 × 4,7 kΩ, 2 × 10 kΩ 4 × 22 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 % carbone
	2 × 1 kΩ - 1 × 1,5 kΩ	1/2 W 5 % carbone
Condensateurs	1 × 100 µF 25 V, 1× 22 µF 25 V, 2 × 22 µF 40 V 1 × 10 µF 15 V	
Potentiomètres	2 × 10 kΩ carbone, ajustables, pas de 2,54 mm 1 × 2,2 kΩ ajustable multitours	montage « debout »
Divers	1 support 14 pattes	éventuellement

Fig. 20. – Nomenclature des composants du circuit de protection thermique et d'indication de surcharges.

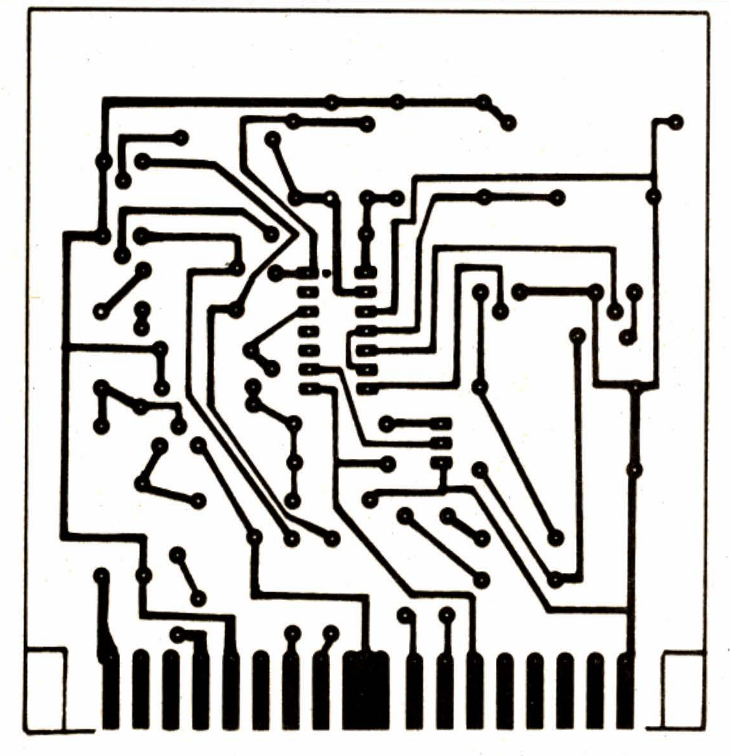


Fig. 21. – CI du circuit anti-surcharges, côté cuivre, échelle 1.

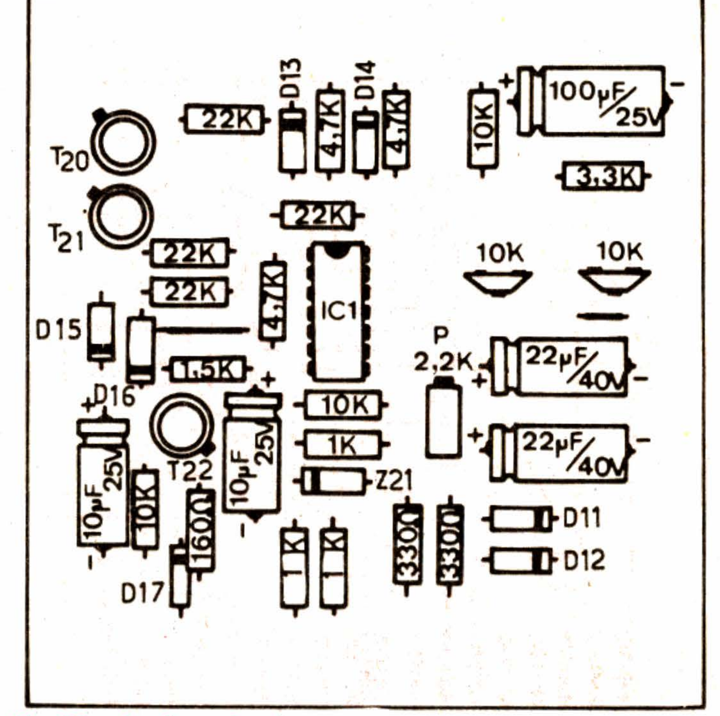


Fig. 22. – Implantation des composants sur le circuit indicateur de surcharges et protection thermique.

pouvez constater l'absence d'oscillation parasite en sortie. Si cela ne va pas, il faut reprendre le CI de l'ampli de puissance et le passer au peigne fin car ce montage fonctionne à tous les coups et ne nécessite aucun réglage d'adaptation. Vous pouvez ensuite faire le même essai avec l'autre module amplificateur ce qui ne doit pas présenter plus de difficulté.

Si vous avez décidé de réaliser le module anti surcharges et protection thermique, le moment est venu. La liste de ses composants est indiquée figure 20 tandis que les figures 21 et 22 présentent le dessin du CI et le plan d'implantation. La réalisation appelle peu de commentaires. Le circuit intégré pourra être monté sur support si vous craignez de le détruire en le soudant ce qui ne devrait pas arriver si vous prenez la précaution de ne souder que quelques pattes à la fois en laissant refroidir le boîtier entre chaque vague de soudure. Le brochage du connecteur est indiqué figure 23. Le câblage peut être fait en fil fin, aucun courant important ne transitant par ce module.

Nous devons vous signaler une erreur d'impression sur le schéma théorique de ce module, la résistance en série avec le potentiomètre multitours ne doit pas être une 10 kΩ mais une 2,2 kΩ ; c'est donc cette valeur qui figure sur le plan d'implantation.

La mise en service appelle quant à elle plusieurs remarques. Tout d'abord, sur le schéma théorique apparaissent des diodes baptisées DT qui servent à mesurer la température des transistors de puissance. Si vous ne souhaitez pas utiliser cette possibilité laissez la broche DT « en l'air » ; si vous voulez l'utiliser, il faut placer une ou plusieurs diodes en contact avec le ou les radiateurs des transistors de puissance. La solution idéale étant une diode par radiateur. Ces diodes doivent être fixées près des transistors par tout moyen à votre convenance (nous avons utilisé de la colle !) et elles doivent être montées en série. La cathode de l'ensemble doit aboutir à la masse du module et l'anode de l'ensemble au point baptisé DT sur le connecteur.

Si vous souhaitez utiliser ce module comme indicateur de surcharge et d'échauffement, ne câblez pas la liaison télécommande relais ; un défaut sera alors matérialisé par l'allumage d'une ou deux des LED indicatrices. Dans le cas contraire, l'apparition d'un échauffement anormal des transistors ou d'une surcharge de durée suffisamment longue provoquera le décollage du relais coupant ainsi la liaison avec les enceintes.

Pour essayer partiellement ce module, l'essai définitif ne pouvant avoir lieu qu'ampli terminé, insérez-le dans son connecteur, placez le curseur du 2,2 kΩ multitours côté masse et mettez sous tension. Tout doit fonctionner comme avant. Déplacez alors

Numéro broche	Protection des HP	Anti surcharges
1	Masse	Masse
2		
3		
4		
5		
6		DT
7	Ampli droite	Ampli droite
8	Ampli gauche	Ampli gauche
9	Masse	Masse
10	Masse	Masse
11	HP droite	LED 1
12	HP gauche	LED 2
13		
14	+ VS	+ VS
15	Telecom-relais	Telecom-relais
16		
17		
18	Masse	Masse

Fig. 23. – Brochage des connecteurs des modules de protection.

Fig. 25. – CI du circuit de Vu-mètre, côté cuivre, échelle 1.

Repère	Types et équivalents	Remarques
IC_1	LF356N	NS, Motorola
5 × D_1	1N914, 1N4148	
Vu-mètre	Tout modèle 100 µA à 1 mA	
Résitances	1 × 100 Ω, 1 × 100 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 % carbone
Condensateurs	2 × 100 µF 25 V, 1 × 10 µF 10 V 1 × 0,1 µF C280 par exemple	10 µF montage vertical
Support	1 × 8 pattes	éventuellement

Fig. 24. – Nomenclature des composants du circuit de Vu-mètre.

le curseur du potentiomètre multitours ; passé une certaine position, les deux LED doivent s'allumer et si la télécommande relais est câblée, ce dernier doit décoller. Attention ce test n'est valable qu'en présence de diode(s) reliée(s) à l'entrée DT, dans le cas contraire, il ne se passe rien. Ramenez le curseur du potentiomètre côté masse et faites de même pour ceux des 10 kΩ

Le module Vu-mètre

Ce module dont la réalisation est facultative peut, en fait, être construit à n'importe quelle phase de cette réalisation ; il est même possible de l'ajouter à votre ampli une fois celui-ci terminé si vous en éprouvez le besoin. Nous avons placé sa description ici pour respecter l'ordre utilisé le mois dernier lors de l'étude théorique. La figure 24 indique la liste (très courte) des composants nécessaires, tandis que les figures 25, 26 et 27 donnent respectivement le dessin du CI, le plan d'implantation et le brochage du connecteur de ce module. La réalisation se fait sans problème, les supports de circuits intégrés sont facultatifs (voir ce que nous en avons dit au paragraphe précédent). Notez bien que, malgré la présence de transistors à effet de champ dans les étages d'entrée, les amplis opérationnels BIFET utilisés ne demandent aucune précaution de manipulation particulière et ne craignent pas l'électricité statique.

Lorsque le module est câblé et vérifié, placez les curseurs des 1 kΩ à mi-course et laissez ce module en attente, son réglage aura lieu lorsque l'ampli sera terminé.

Le préamplificateur correcteur

Comme nous l'avons indiqué le mois dernier, il faut un module par voie car chacun supporte un préampli correcteur et son préampli linéaire associé, par ailleurs, il était impossible de réaliser les deux correcteurs sur le même module car il n'y aurait pas eu assez de broches disponibles sur le connecteur pour réaliser les liaisons avec les potentiomètres. La nomenclature des composants est indiquée figure 28, hormis pour la partie Baxendall puisque nous vous avons donné le mois dernier 4 Baxendall possibles. Il vous faut donc ajouter à cette liste celle des composants du Baxendall choisi. Les figures 29 et 30 présentent respectivement le dessin du CI et le plan d'implantation associé, étant entendu que les valeurs d'éléments qui y sont représentées sont celles du Baxendall proposé d'origine sur la figure 13 de notre précédent article ; faites donc si nécessaire les modifications adéquates.

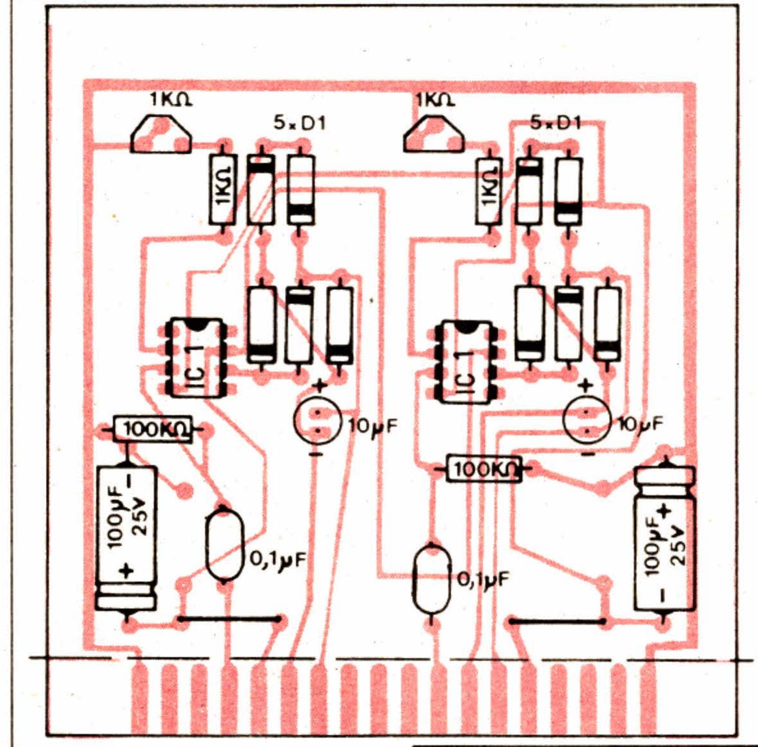


Fig. 26. – Plan d'implantation des composants de l'ampli de Vu-mètre.

Numéro broche	Circuit de Vu-mètre
1	Masse
2	
3	
4	Entrée gauche
5	– VS
6	– Vu-mètre gauche
7	+ Vu-mètre gauche
8	
9	
10	
11	Entrée droite
12	– Vu-mètre droite
13	+ Vu-mètre droite
14	+ VS
15	
16	
17	
18	Masse

Fig. 27. – Brochage du connecteur du circuit de Vu-mètre.

Repère	Types et équivalents	Remarques
A_1, A_2, A_3	LF356N	N-S, Motorola
Résistances	2 × 1 kΩ, 2 × 100 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 %
Condensateurs	2 × 100 µF 25 V, 2 × 0,22 µF	
	2 × 0,2 µF C280 par exemple	
Potentiomètres	2 × 1 MΩ, ajustables, carbone, pas de 2,54 mm	montage « debout »
Supports	3 × 8 pattes	éventuellement

Fig. 28. – Nomenclature des composants du préampli correcteur. Les composants du Baxendall n'y figurent pas puisqu'ils dépendent du schéma choisi.

Le montage de ce module ne présente pas de difficulté ; voyez éventuellement les remarques faites ci-avant, pour le montage des circuits intégrés. Lorsque ce (ou ces, si vous câblez les deux voies en même temps) module est terminé, il vous faut passer à la réalisation des liaisons entre son connecteur et les potentiomètres en utilisant le brochage visible figure 31. Cela ne présente pas de difficulté mais demande du soin ; en effet, les liaisons avec les potentiomètres sont à faire en fil blindé dont la tresse sera reliée à la masse aux deux extrémités du câble. Pour que vos potentiomètres tournent dans le bon sens, la figure 31 précise quelles extrémités de ceux-ci nous avons appelées minimum et maximum dans le tableau de brochage. Il faut également câbler le commutateur linéaire-correcteur ainsi que les potentiomètres de volume et balance comme cela était indiqué figure 12 de notre précédent article. Celui de volume sera un 22 kΩ logarithmique tandis que celui de balance sera un 47 kΩ linéaire ; à ce propos, rappelons que les potentiomètres de tonalité sont des types linéaires. Ces liaisons module-commutateur-potentiomètres de volume et balance seront aussi réalisées en fil blindé. Lorsque c'est terminé, placez les ajustables de la carte à mi-course, reliez les haut-parleurs et branchez en entrée du préampli correcteur une source musicale délivrant une centaine de mV (platine de magnétophone ou tuner par exemple) ; vérifiez alors le fonctionnement de l'ensemble et l'efficacité des correcteurs. Pour l'instant on ne procédera à aucun réglage des potentiomètres de gain, celui-ci ayant lieu lorsque les préamplis seront en place.

L'apparition d'un ronflement à ce stade de la réalisation devra être résolu avant de poursuivre en contrôlant

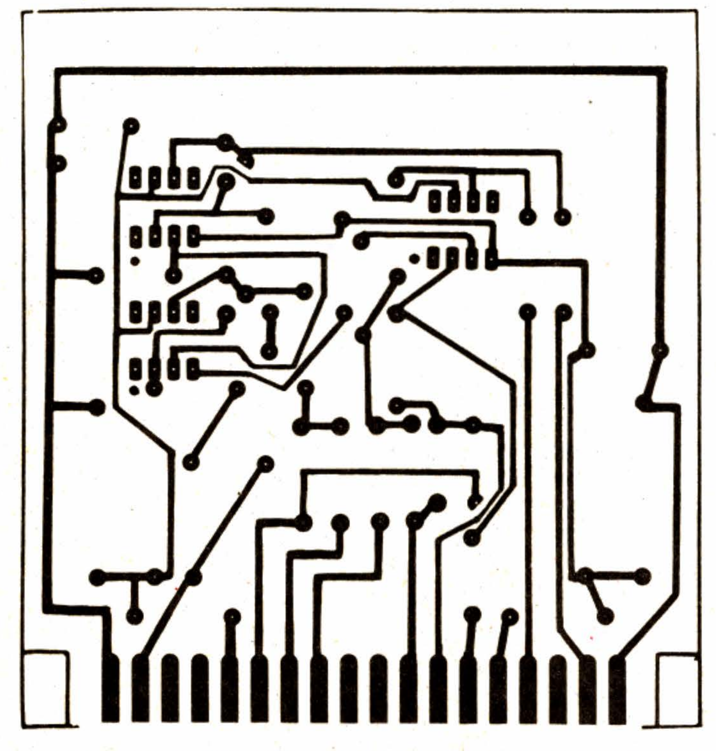


Fig. 29. – CI du préampli correcteur, côté cuivre, échelle 1.

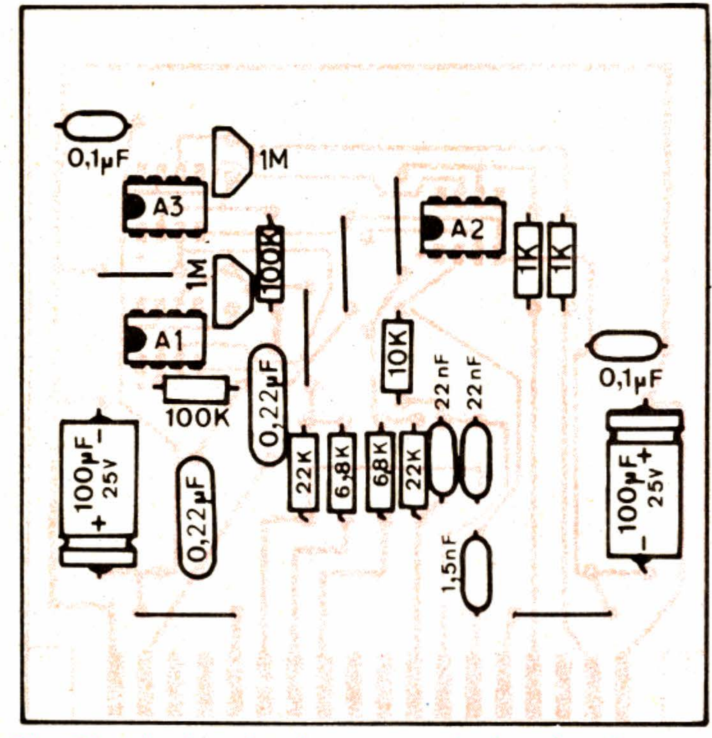
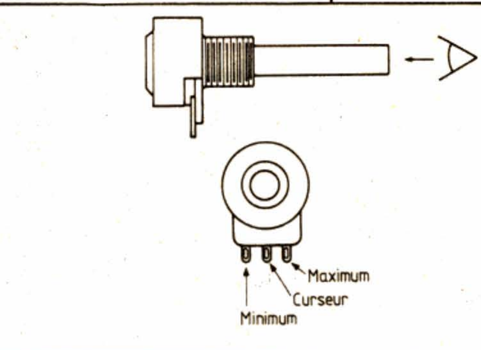


Fig. 30. – Implantation des composants du préampli correcteur ; le Baxendall adopté est celui de la figure 13 de notre précédent article.



Numéro broche	Préampli correcteur
1	Masse
2	Sortie linéaire
3	
4	Sortie corrigée
5	– VS
6	Curseur aiguës
7	Curseur graves
8	Graves minimum
9	Masse
10	Masse
11	Aiguës mini.
12	Aiguës max.
13	Graves maxi.
14	+ VS
15	
16	
17	Entrée
18	Masse

Fig. 31. – Brochage du connecteur du préampli correcteur et repérage des bornes d'un potentiomètre.

soigneusement le câblage des masses et leur qualité.

Préampli RIAA préampli de micro

La similitude de schéma de ces deux modules nous permet de les décrire simultanément puisqu'ils utilisent le même circuit imprimé. Un module supporte deux préamplis : un pour chaque voie ; il vous faudra donc réaliser autant de modules que vous désirerez d'entrées platine tourne-disque et d'entrées micro. La figure 32 précise la nomenclature des composants pour les deux versions, tandis que les figures 33 et 34 vous donnent le dessin du CI et le plan d'implantation. Les composants repérés par une astérisque ne sont à implanter qu'en version préampli RIAA (platine tourne-disque) ; leurs emplacements restent libres en version préampli de micro, de plus, la 39 kΩ située au-dessus de A_2 devient une 33 kΩ. La figure 35 précise le brochage du connecteur. Pour l'instant nous n'allons pas essayer ce module puisqu'il est nécessaire de câbler le commutateur d'entrée et le sélecteur de modes de fonctionnement et que ce câblage demande d'avoir réalisé les autres préamplis et le circuit de monitoring.

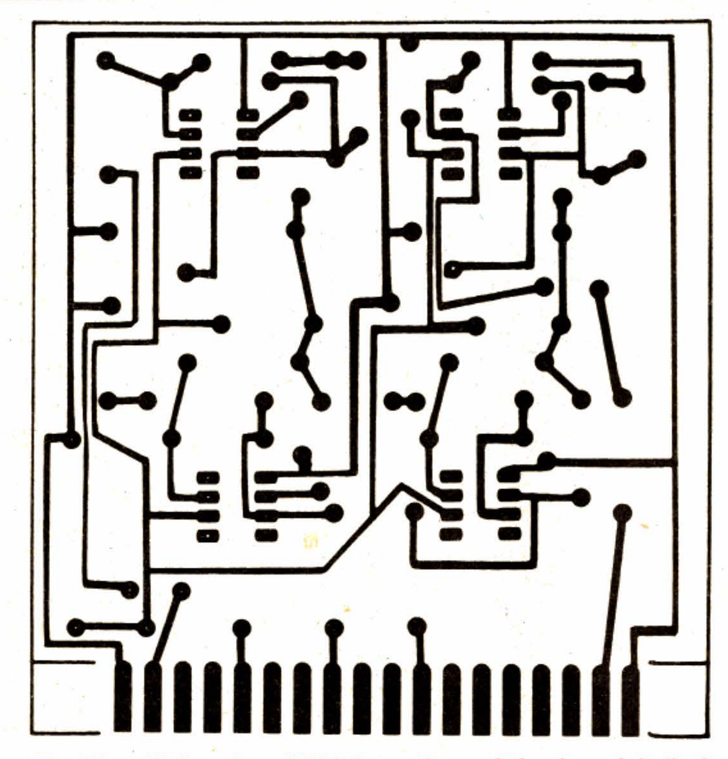


Fig. 33. – CI du préampli RIAA ou micro, côté cuivre, échelle 1.

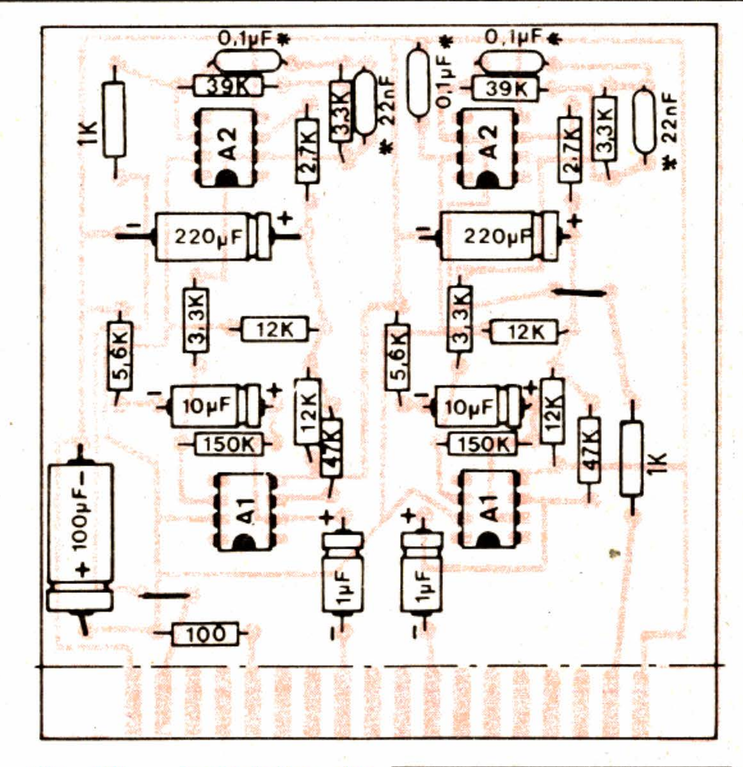


Fig. 34. – Implantation des composants sur le circuit du préampli RIAA ou micro (voir texte).

Numero Broche	Préampli RIAA ou micro
1	Masse
2	Sortie droite
3	
4	
5	
6	
7	
8	Entrée droite
9	
10	
11	Entrée gauche
12	
13	
14	+ VS
15	
16	
17	Sortie gauche
18	Masse

Fig. 35. – Brochage du préampli micro ou RIAA.

Repère	Types et équivalents	Remarques
A_1, A_2	LF356N	N-S, Motorola
Résistances	1 × 100 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 2,7 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 %
	1 × 3,3 kΩ, 2 × 12 kΩ	carbone
	1 × 3,3 kΩ, 1 × 39 kΩ	RIAA uniquement
	1 × 33 kΩ	micro uniquement
	1 × 5,6 kΩ, 1 × 47 kΩ, 1 × 150 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 % couches métalliques
Condensateurs	1 × 220 µF 15 V, 1 × 100 µF 15 V	
	1 × 10 µF 15 V, 1 × 1 µF 15 V	
	1 × 22 nF, 1 × 0,1 µF C280	RIAA uniquement
Supports	2 × 8 pattes	éventuellement

Fig. 32. – Nomenclature des composants du préampli RIAA et du préampli de micro.

Le préamplificateur universel Le circuit de monitoring

Une fois encore, nous groupons la description de deux circuits puisque, comme nous l'avons vu le mois dernier, ils sont identiques aux appellations des entrées et sorties près.

La figure 36 indique la nomenclature des composants tandis que les figures 37, 38 et 39 vous livrent le dessin du CI, le plan d'implantation et le brochage des connecteurs. Il n'y a aucun commentaire à faire sur le câblage de ces modules car nous estimons que si vous êtes arrivés à ce stade de la réalisation cela n'a plus de secret pour vous.

Après vérification, il faut passer au câblage des connecteurs ; à ce sujet, et bien que les modules préampli universel et monitoring soient identiques, nous avons indiqué deux brochages sur le tableau de la figure 39, ceci afin que vous retrouviez les mêmes appellations que sur les figures 17, 19, 20 et 21 publiées le mois dernier.

Comme pour le préampli précédent, il faut un module pour le monitoring et autant de modules préamplis universels que vous souhaitez de paires d'entrées, chaque module supportant deux entrées stéréo complètes. Les essais de ces modules ne peuvent avoir lieu qu'après câblage du commutateur d'entrée au sujet duquel nous allons vous donner quelques explications.

Câblage des entrées Essais

Nous vous avons présenté le mois dernier comment s'organisait le câblage des commutateurs d'entrées mais nous croyons utile de revenir sur ce point qui peut être mal compris par nos amis lecteurs débutants. La figure 40 précise donc un exemple de câblage des entrées sur lequel l'on retrouve les appellations données aux broches des connecteurs des divers modules préamplis et correcteurs.

Les points A et B de cette figure correspondent aux emplacements où il est possible de mettre en place le circuit de monitoring et le sélecteur de fonctions mono - stéréo comme indiqué figure 21 de notre précédent article. Toutes ces liaisons, quelle que soit la solution retenue, seront réalisées en fil blindé avec connexion à la masse de la tresse du fil aux deux extrémités.

Pour ce qui est de la liaison aux prises, il n'y a aucune difficulté si vous utilisez des prises CINCH (dites aussi RCA), veillez seulement à respecter les couleurs ou le repérage de celles-ci de façon à savoir quelles prises correspondent au canal droit et au canal gauche. Si vous utilisez des prises DIN, et malgré la soi-disant normalisation de celles-ci, il n'y a pas de brochage vraiment standard. Tout au plus pouvons-nous vous indiquer, figure 41,

Repère	Types et équivalents	Remarques
A_1, A_2, A_3, A_4	LF 356 N	N-S, Motorola
Résistances	4 × 1 kΩ, 4 × 220 kΩ	1/2 ou 1/4 W 5 % carbone
Condensateurs	2 × 100 µF 25 V, 2 × 0,1 µF 4 × 0,22 µF, C 280 par exemple	
Potentiomètres	4 × 1 MΩ, ajustable, carbone, pas de 2,54	montage « debout »
Supports	4 × 8 pattes	éventuellement

Fig. 36. – Nomenclature des composants du préampli universel et du circuit de monitoring.

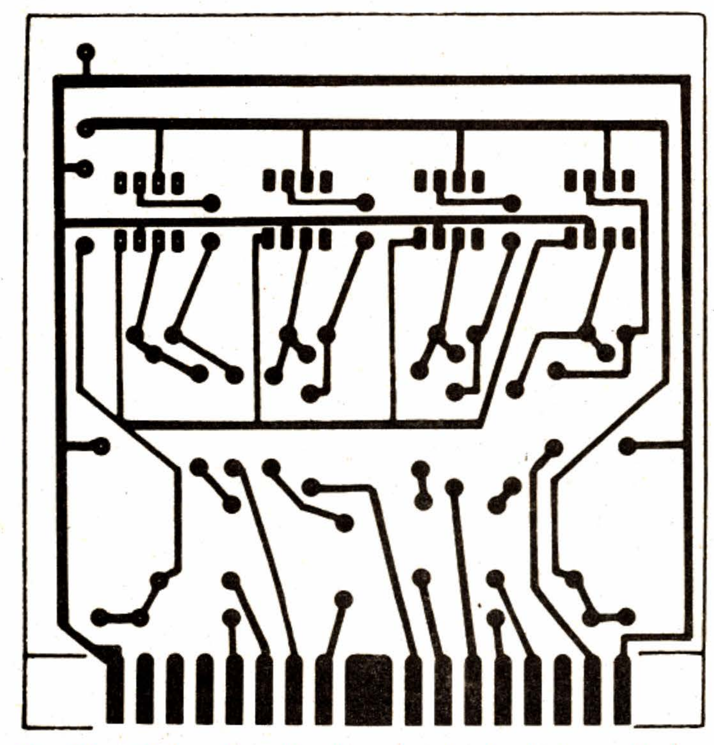


Fig. 37. – CI du préampli universel et du circuit de monitoring, côté cuivre, échelle 1.

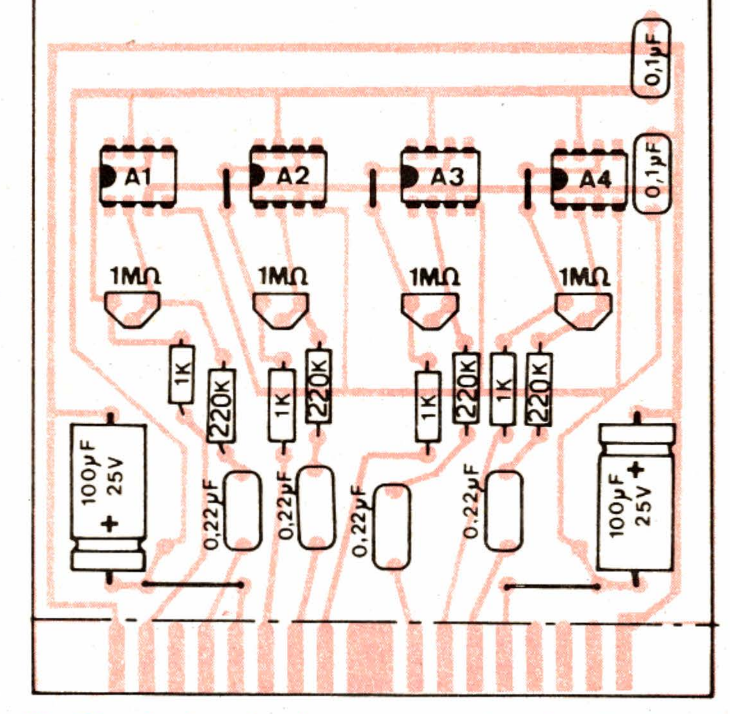


Fig. 38. – Implantation des composants du préampli universel et du circuit de monitoring.

l'emplacement des voies gauches et droites qui, lui, est immuable et la position de la masse. Si vous souhaitez vraiment adapter l'ampli aux autres éléments de votre chaîne, le mieux est encore de consulter la notice de vos appareils sur laquelle ces brochages doivent figurer.

Une fois ces câblages établis, nous pouvons procéder aux derniers essais et réglages. Commencez par le préampli RIAA et pour ce faire écoutez un disque délivrant un niveau moyen (ni pianissimo ni fortissimo). Placez-vous en position correcteur et mettez les potentiomètres graves et aigus au milieu de leur course ainsi que la balance. Mettez le volume au maximum et ajustez les potentiomètres situés à côté de A_1 (fig. 30) pour que l'ampli puisse délivrer sa puissance maximum. Baisser le volume à un niveau raisonnable et commutez en position linéaire ; ajustez alors les potentiomètres situés à côté de A_3 pour obtenir le même niveau d'écoute qu'en position correcteur (basculez plusieurs fois le commutateur d'une position à l'autre pour faire ce réglage). Reliez ensuite vos diverses sources musicales aux autres entrées et ajustez les potentiomètres correspondants (potentiomètres situés autour de A_1, A_2, A_3 et A_4, fig. 38) pour que toutes les sources vous fournissent un niveau d'écoute à peu près identique pour une même position du potentiomètre de volume.

Si vous avez réalisé l'ampli du Vu-mètre, placez celui-ci à l'endroit désiré et ajustez les potentiomètres de 1 kΩ pour que l'indication de ceux-ci corresponde à ce que vous souhaitez en faire.

Si vous avez réalisé le module anti-surcharges, procédez comme suit pour en effectuer un réglage précis. Commençons par la partie protection contre l'échauffement ; à l'aide d'un fer à souder ou d'un sèche-cheveux dont vous aurez partiellement obstrué l'entrée d'air, faites chauffer les radiateurs des transistors de puissance jusqu'à ce que le boîtier de ceux-ci atteigne les 80-90 °C ; tournez alors le potentiomètre multitours pour

Numéro Broche	Préampli universel	Circuit monitoring
1	Masse	Masse
2		
3		
4		
5	– VS	– VS
6	E4	EE2
7	S4	SE2
8	E3	EE1
9		
10		
11	S3	SE1
12	E2	EL2
13	S2	SL2
14	+ VS	+ VS
15	E1	EL1
16		
17	S1	SL1
18	Masse	Masse

Fig. 39. – Brochage du préampli universel et du circuit de monitoring.

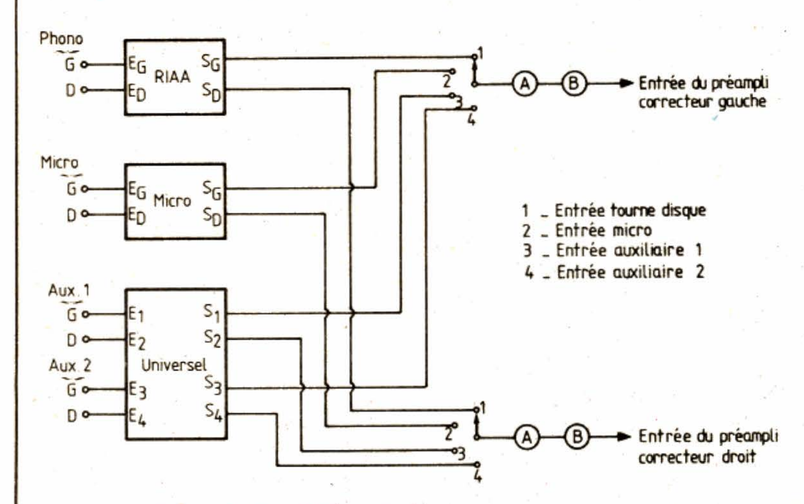


Fig. 40. – Exemple de câblage du commutateur d'entrées.

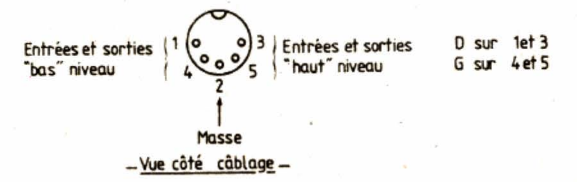


Fig. 41. – Rôle des différents contacts d'une prise DIN.

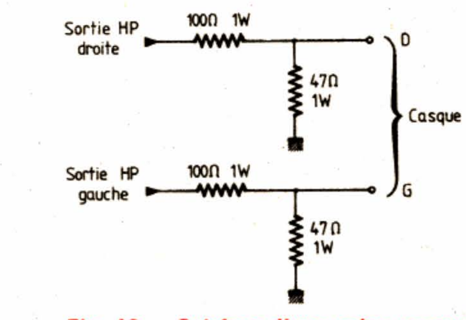


Fig. 42. – Schéma d'une prise casque.

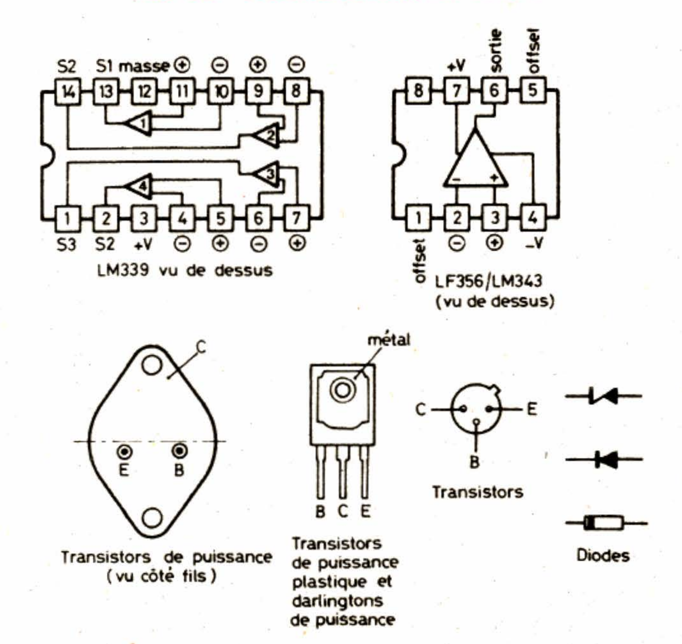


Fig. 43. – Brochage des semi-conducteurs utilisés.

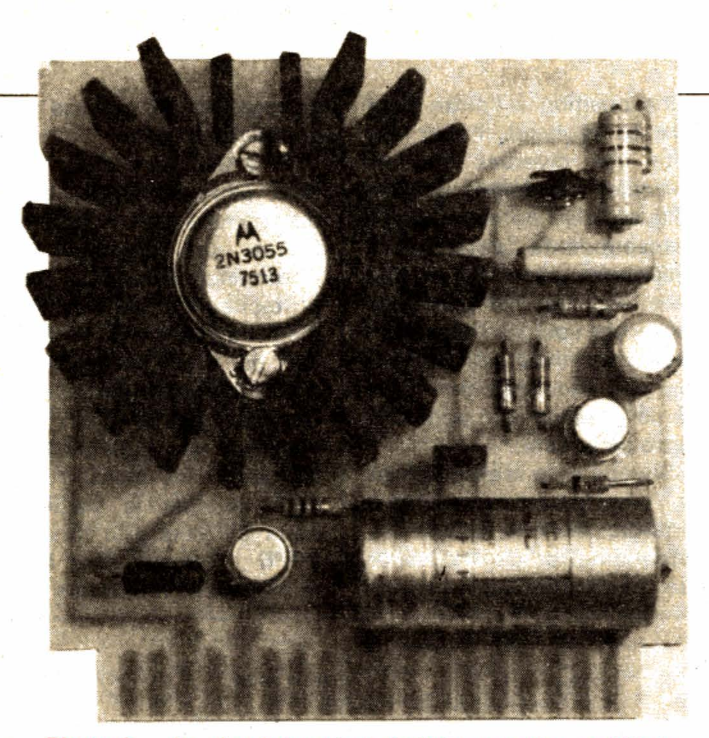


Photo 2. – Le circuit imprimé de l'alimentation stabilisée positive.

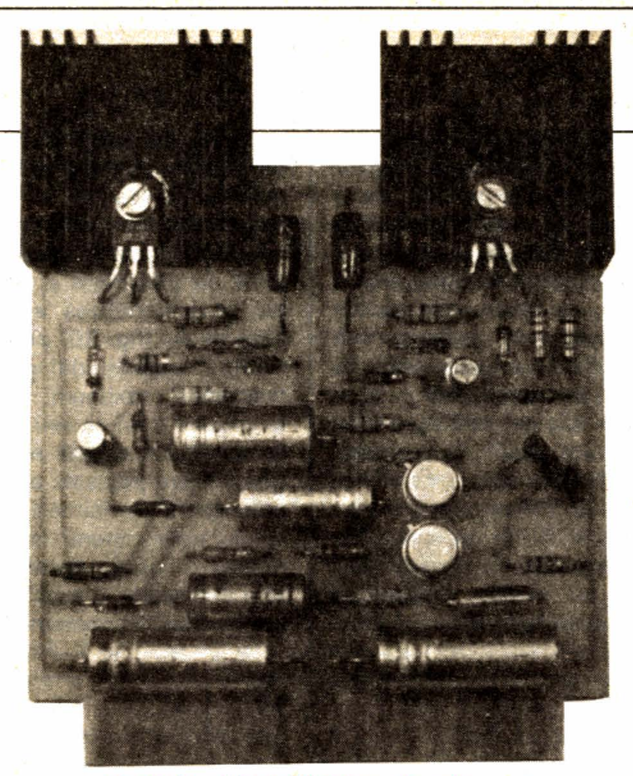


Photo 3. – L'amplificateur de puissance.

obtenir l'allumage des LED indicatrices. La partie surcharges proprement dite nécessite un disque de fréquences (disque test quelconque) ou un générateur BF. Faites reproduire à l'ampli un signal à 1 000 Hz et mesurez la tension aux bornes des haut-parleurs. Lorsque celle-ci atteint la valeur correspondant à la puissance que vous ne voulez pas dépasser, ajustez le 10 kΩ de la carte anti-surcharges pour obtenir l'allumage de la LED. Procédez de même pour l'autre voie. Nous vous rappelons que la puissance ainsi mesurée est donnée par la relation :

– P = U/R, où U est la tension lue sur le voltmètre et R est l'impédance du haut-parleur.

Lorsque ces réglages sont terminés, votre amplificateur est prêt à vous assurer un très long service sans défaillance.

Haut-parleur et casque

Bien que nous n'en ayons pas parlé jusqu'à présent, il est tout à fait possible de réaliser une commutation entre plusieurs prises haut-parleurs comme cela se fait sur certains amplificateurs. Il suffit de monter un commutateur comportant le nombre de positions désirées ; les seules précautions à prendre sont :

– Câbler ce commutateur en fil de 12/10 de mm

– Choisir un commutateur où les contacts soient de taille suffisante

– Veiller à ce que l'impédance ramenée en sortie de l'ampli par le jeu de la mise en parallèle de plusieurs paires d'enceintes ne descende pas en dessous de 4 Ω.

Une ou plusieurs prises casque peuvent aussi être installées selon le schéma de la figure 42. La commutation haut-parleur-casque pouvant être réalisée soit par le jack du casque lui-même (jack auto-coupeur très répandu chez les revendeurs de composants électroniques) soit par le biais du commutateur de haut-parleurs qui dispose d'une position casque où seul celui-ci est alimenté.

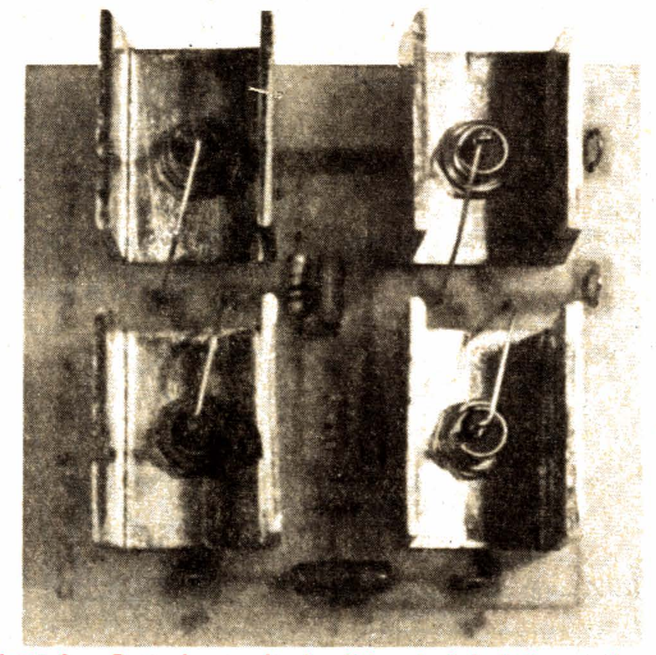


Photo 1. – Gros plan sur le circuit imprimé de l'alimentation de puissance, remarquez les radiateurs de fabrication « maison ».

Conclusion

Nous voici arrivés au terme de cette description un peu longue mais que nous avons voulue aussi complète que possible. Ainsi que vous avez pu le constater, nous ne vous avons rien imposé quant à la configuration globale de l'amplificateur afin que vous puissiez, grâce à sa modularité, vous faire un ampli sur mesure puisque c'est un des avantages que l'on peut s'offrir lorsque l'on réalise soi-même.

Nous souhaitons que vous soyez nombreux à construire cet amplificateur et que vous ne rencontriez aucun problème lors de sa réalisation, les schémas éprouvés utilisés à tous les niveaux de cet appareil devant permettre de concrétiser ce dernier souhait.

C. TAVERNIER

UN ADAPTATEUR UHF NOIR ET BLANC

POUR LE MONITOR DMV2

LE DRX3

(2e partie)

LES amateurs ayant réalisé le monitor DMV2, voire la caméra DCV1 n'auront aucune peine à mener à bien le montage du DRX3 car ils retrouveront les mêmes principes de fabrication.

– I –

Partie mécanique

Il faut commencer par ce travail, toujours fastidieux pour le pur électronicien, mais, oh combien nécessaire !

1. Le boîtier

Il comprend les faces avant et arrière, rendues solidaires par deux barres d'alu de 8 × 8 mm, le fond et le couvercle.

a) Les faces

Les deux faces sont confectionnées en tôle d'alu de l'épaisseur de celle qui a servi à la réalisation du DMV2. La figure 5 donne les cotes de traçage vues de l'intérieur. Les faces pliées doivent avoir la même largeur que celles du monitor. Les perçages et découpes sont à faire avant pliage.

Respecter soigneusement les cotes pour une bonne correspondance avec le circuit imprimé. Pour ceux qui utiliseraient de la tôle d'alu de 20/10, rappelons que la méthode de pliage des rebords a été expliquée en détail lors de la description de la caméra DCV1. En suivant le processus exposé, on obtient des faces ayant l'air d'avoir été embouties. A la grande surprise des non initiés !

b) Le fond (voir fig. 6)

A faire dans de la tôle de même épaisseur. Plier les re-

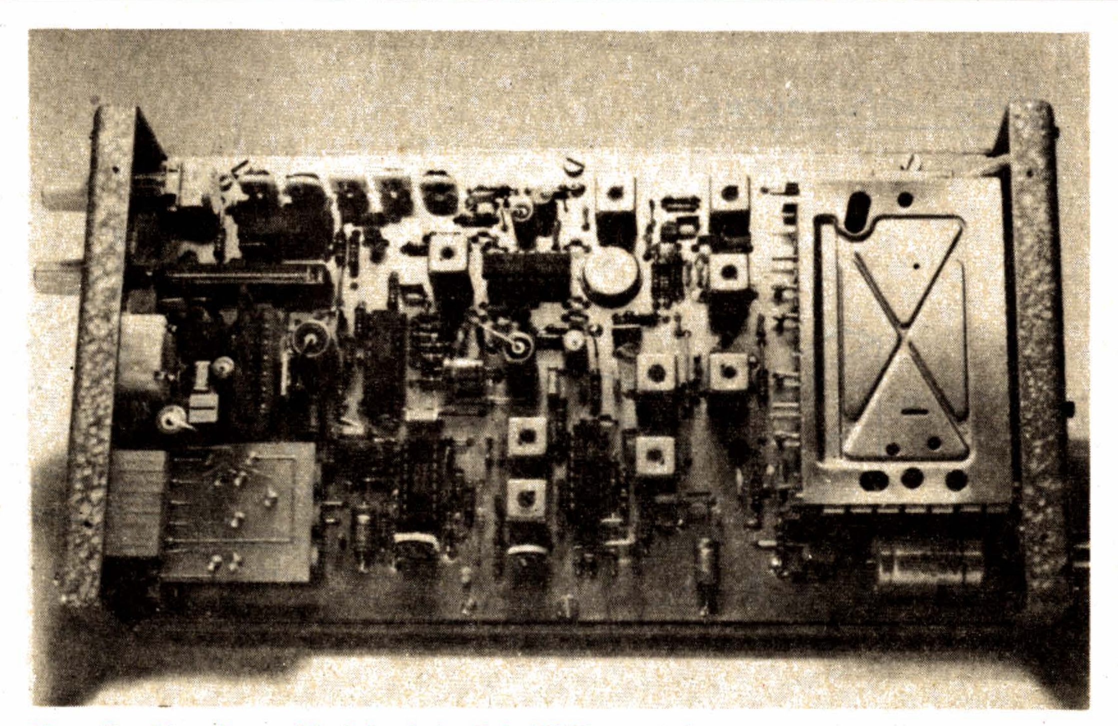


Photo D. – Vue d'ensemble de la platine P du DRX3, terminée.

Vues intérieures.

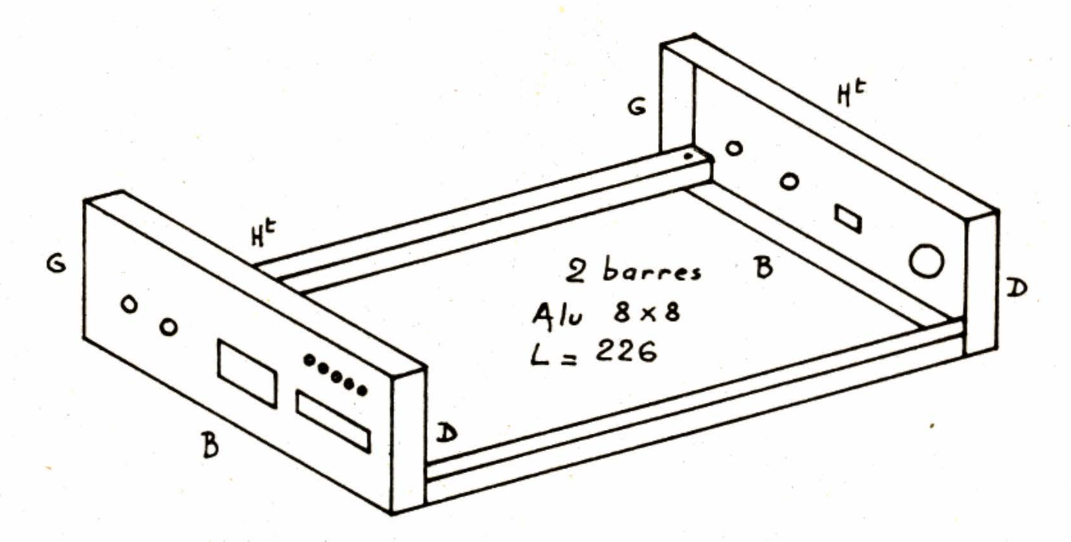


Fig. 5. – Le boîtier. Faces avant et arrière (alu 15/10). Liaisons des faces avec 2 règles.

bords sur un carré métallique pour avoir des plis bien nets. La largeur pliée doit correspondre exactement à celle des faces.

c) Les barres d'alu

Ces barres de 8 × 8 mm ont en principe une longueur de 226 mm. Elles doivent être telles que le fond s'encastre exactement entre les faces, une fois l'assemblage réalisé.

Les barres sont percées à 2,5 mm aux extrémités, puis taraudées à 3 mm. La fixation des faces se fait à l'aide de vis à métaux de 3 mm à têtes fraisées. Le fond est également fixé sur les règles à l'aide de vis identiques. La position des trous est donnée par la figure 6.

Les barres vont supporter le circuit imprimé. Il faudra donc y percer encore 6 trous à tarauder à 3 mm. Les positions de ces trous sont indiquées figure 11. Il est préférable d'être en possession du CI pour tracer les emplacements en l'utilisant comme gabarit.

d) Le couvercle

Cette pièce est en alu de 10/10. La figure 6 donne les dimensions. Pliage en U, en veillant à avoir un écartement des flancs égal à la largeur des faces. Le dessus du couvercle est percé de trous de 4 mm recevant des pitons de verrouillage analogues à ceux devant être montés sur la caméra. Se reporter à la figure 27, p. 161 du n° 1658, pour le détail de ces pièces.

Le système de verrouillage rend solidaire le monitor DMV2 et son adaptateur DRX3. Par ailleurs, une ouverture rectangulaire doit également être ménagée dans le couvercle. Elle permet la liaison entre les connecteurs CIL6 des deux appareils. La liaison se fait par l'intermédiaire d'une barette imprimée, conforme au modèle de la figure 37, p. 66 du n° 1658, mais mesurant 30 mm de long. Ce petit CI peut se faire par gravure

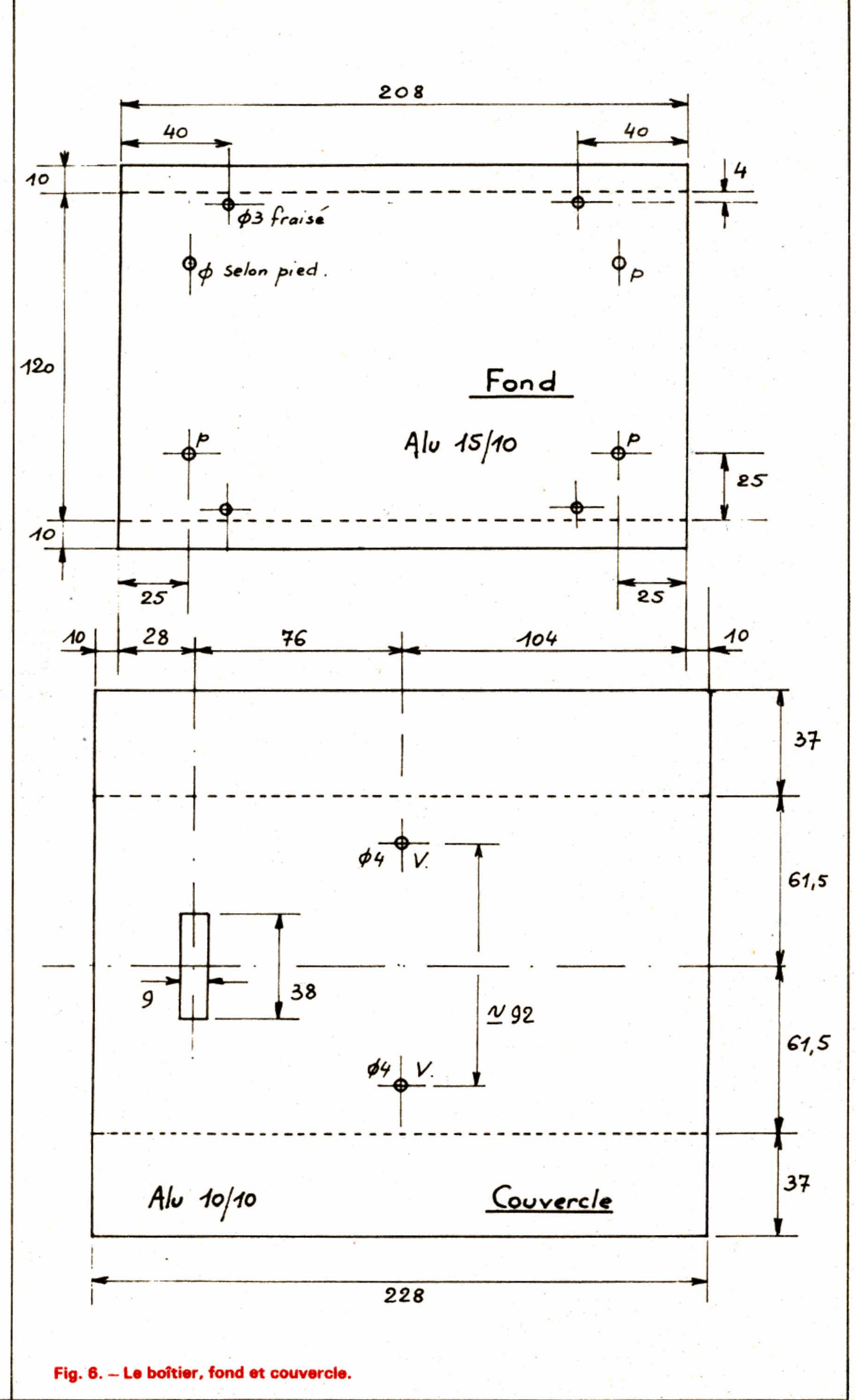


Fig. 6. – Le boîtier, fond et couvercle.

chimique, mais on peut aussi faire les séparations de pistes avec une lame de scie fine. Bien vérifier que les pistes sont électriquement séparées.

Toutes les pièces de tôlerie étant prêtes, passer à l'opération peinture. La peinture, une fois sèche, il reste à poser les Scotchcals de décor des faces avant et arrière. Les photos du DRX3 montrent ce qui a été fait sur la maquette. Les amateurs équipés n'auront pas de peine à reproduire ces décors. Le film servant à l'insolation se fait sur calque ordinaire (ou mylar spécial). Nous conseillons de faire un pré-calque de position. Pour cela, poser les faces sur un calque, et dessiner exactement les ouvertures et trous, en suivant les contours. Tracer également le contour des bords externes des faces. Le calque définitif se fait alors par rapport à ce plan de position. On est ainsi assuré d'avoir une parfaite coïncidence entre le décor et les faces.

Pour les amateurs non équipés, le mieux est d'acheter les décors tout faits... ou de faire des décors selon ses possibilités !

2. Les circuits imprimés

a) Le circuit principal P est un double face avec plan de masse, côté composants. La figure 7 donne le tracé des pistes du verso. La figure 8 donne la disposition du plan de masse recto. On notera le tracé clair du circuit malgré la densité du schéma et sa complexité. Les liaisons sont toujours courtes et il n'existe aucun passage acrobatique. Le nombre des straps est pourtant faible, comme on le verra plus tard. La figure 8 permet évidemment un tirage photographique direct du plan de masse avec dégagement automatique des passages à isoler de la masse. Cependant une grande précision dans le tirage doit être respectée pour une coïncidence correcte des deux faces du

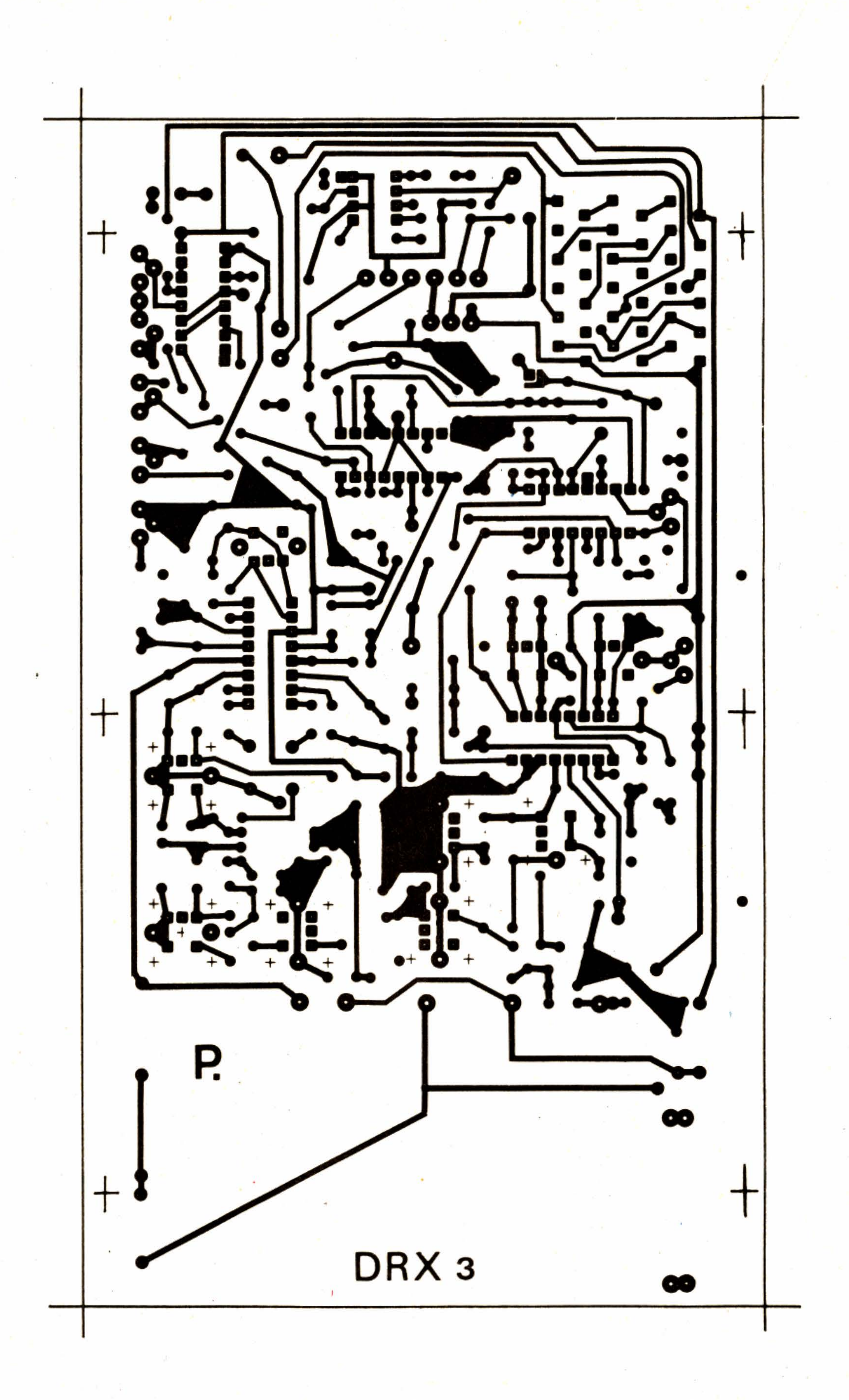


Fig. 7. – Le circuit imprimé principal.

CI. Une solution plus simple pour l'amateur consiste à se servir de la figure 8, non pas pour le tirage, mais simplement pour la localisation des trous à détourer. L'opération de détourage se faisant avec un foret à métaux de 3 mm ou mieux avec une fraise à pivots d'horloger.

Notons une solution encore plus simple, sinon plus économique : acheter le CI tout fait !! Dans tous les cas, il faut étamer les deux faces. Compte tenu de la grande surface du plan de masse, l'étamage chimique est recommandé (Etamag).

b) Le circuit imprimé K. Il s'agit d'un petit double face supportant les 5 potentiomètres ajustables de programmation des canaux TV reçus. Les figures 9 et 10 donnent les tracés du recto et du verso.

On finira la préparation mécanique de l'ensemble par la pose des deux circuits imprimés.

Tout d'abord le circuit principal, fixé sur les barres d'alu par 6 boulons de 3 mm à têtes plates. Pour éviter un contact possible des barres d'alu avec certaines soudures du CI proches des bords de la platine, nous recommandons de faire un chanfrein le long des deux barres, sur l'angle intérieur/supérieur.

Le CI principal étant posé, passer tout de suite à la mise en place des composants de la face avant :

a) Le potentiomètre de volume son

Soit P_7 de la liste des pièces. Normalement le modèle prévu est un Sfernice P_{11} à axe de 4 mm ! C'est-à-dire un mouton à 5 pattes !! Pour pallier cette difficulté, deux solutions :

● Prendre un P_{11}, à axe de 6 mm, beaucoup plus courant et ramener cet axe à 4 mm à l'aide d'un tour à métaux. Cette solution est accessible aux amateurs bien équipés... ou ayant de bonnes relations ! Le P_{11} ainsi

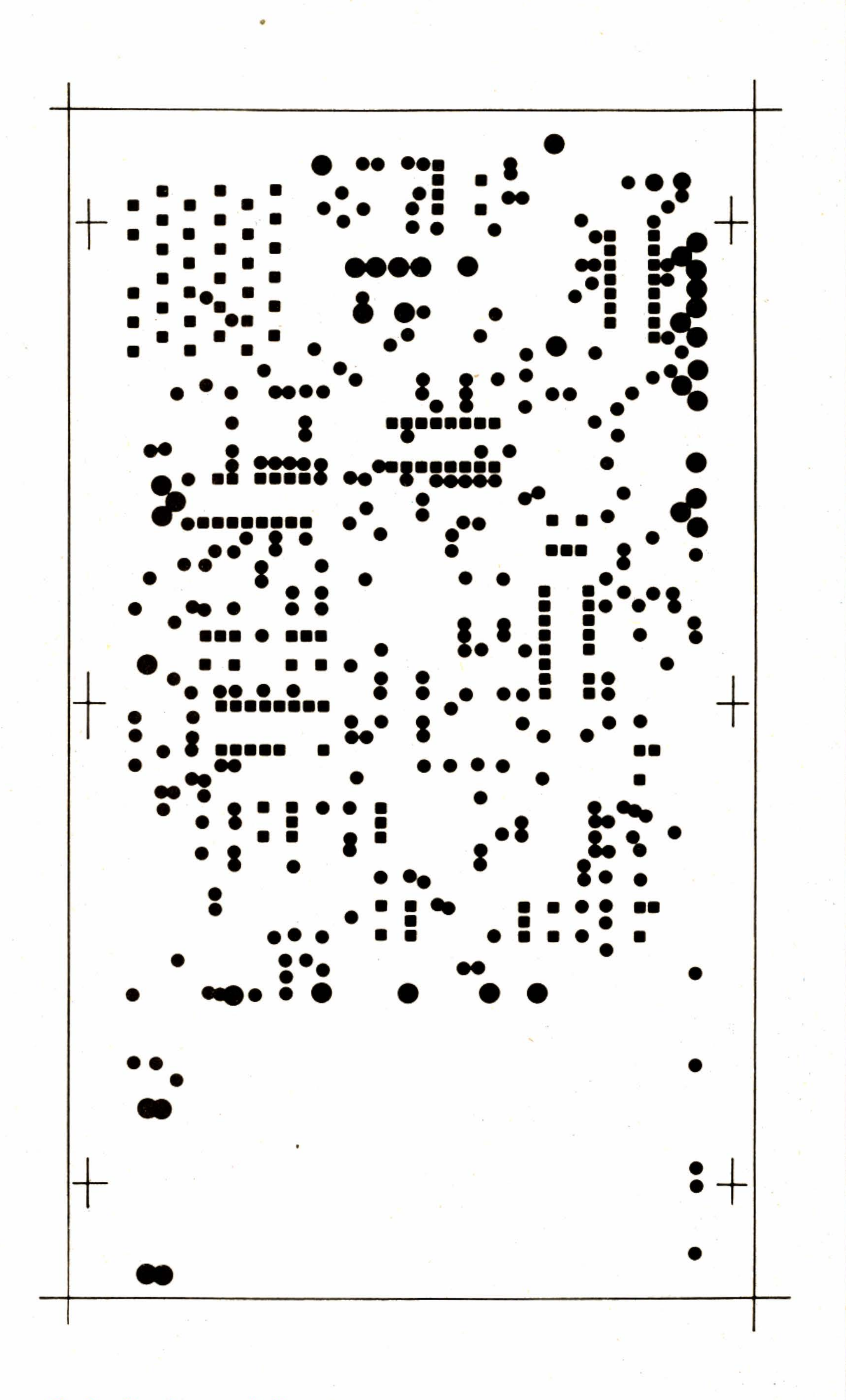


Fig. 8. – Plan de masse de P.

modifié, il est possible de monter extérieurement un bouton de faible diamètre, compatible avec les dimensions réduites de la face avant. Si ce problème d'esthétique est le cadet de vos soucis (ce dont nous ne vous félicitons pas !!), laissez l'axe à 6 mm et montez le premier bouton qui vous tombe sous la main ! Il faudra toutefois percer la face avant à 6 mm. Notons que les trois picots du P_{11} reliés à la masse, ne traversent pas le CI, mais sont pliés à l'équerre et soudés à plat sur le plan de masse.

● Prendre un P_{16} de Radiohm, à axe plastique de 4 mm. C'est un modèle courant. Toutefois la hauteur du modèle à picots pour CI est supérieure à celle du P_{11}. On pourra améliorer un peu les choses en retouchant les picots à la lime douce, de manière à ce que le prolongement de piste en bakélite vienne en appui sur P, mais même dans ces conditions, l'axe se trouve encore à 11 mm au-dessus de P, soit à 11 + 1,6 + 8 = 20,6 mm au-dessus du rebord inférieur de la face avant (arrondis à 21 mm) au lieu des 16 mm prévus (voir figure 5). Le trou de passage doit donc être déporté vers le haut de 5 mm. On s'en accommodera !!

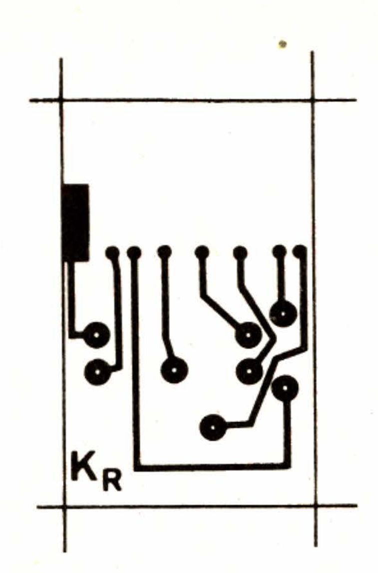


Fig. 9. – Circuit imprimé K recto.

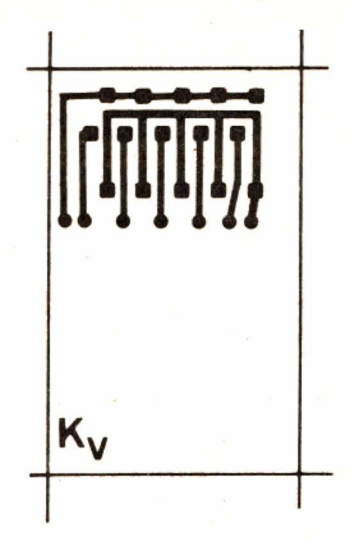


Fig. 10. – Circuit imprimé K verso.

b) Le potentiomètre P_6

C'est un modèle spécial TV. Poser tout de suite la résistance R_{69} et le strap passant sous P_6. Couper les 2 petits tenons de plastique sous ce potentiomètre et régler sa hauteur au-dessus de P, pour que l'axe soit exactement en face du trou de façade. Pour la commande, deux possibilités :

● Ou bien garder le bouton plastique long, fourni avec P_6. La face avant est alors percée à 6 mm et quelques dizièmes. Le bouton, trop long sera raccourci.

● Ou bien si on désire monter le même bouton de manœuvre que sur le potentiomètre de son, faire un petit prolongateur plastique de 4 mm de diamètre, s'emmanchant sur l'axe cranté de P_6 et permettant la pose externe du bouton en question. C'est ce qui a été fait sur la maquette. Attention, l'axe métallique de P_6 est relié au curseur.

c) Le commutateur à touches

Avant tout, placer les deux straps venant sous ce commutateur. Faire le renvoi de masse recto-verso (x).

Les trois touches sont interdépendantes. Elles sont donc montées sur un bâti de liaison. Un verrou et son ressort assurent l'interdépendance.

La figure 11 montre que bâti et verrou doivent être coupés au ras de la troisième cellule pour permettre la pose de C_{35}. Il faut démonter le commutateur pour faire ce travail. Ce n'est pas bien difficile. Profitez-en pour voir comment ça marche ! Remonter le commutateur. Le ressort de verrou se trouve,

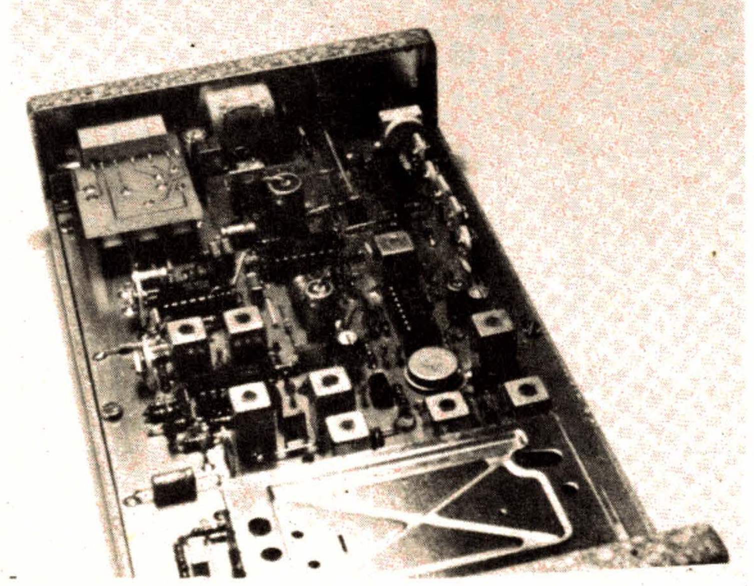


Photo E. – Vue de l'arrière. Remarquer le circuit imprimé K, soudé sur le commutateur.

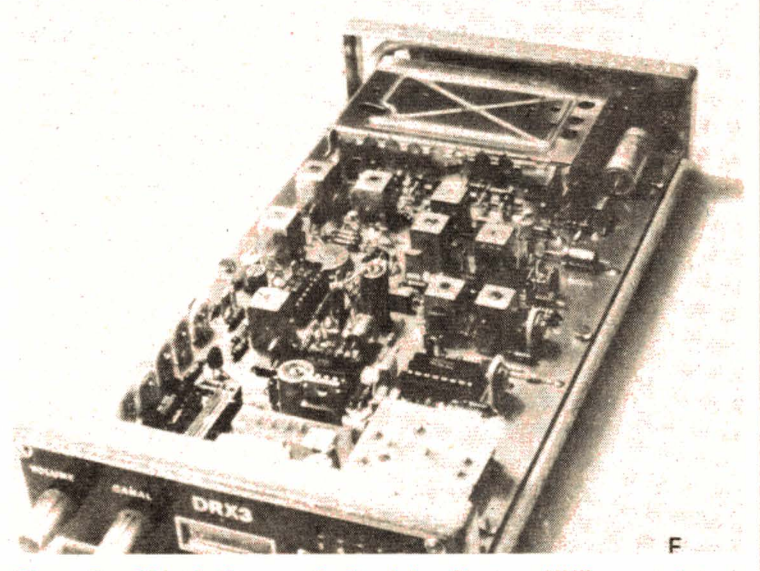


Photo F. – Vue de l'avant. Au fond, le sélecteur UHF, au centre, toute la chaîne FI.

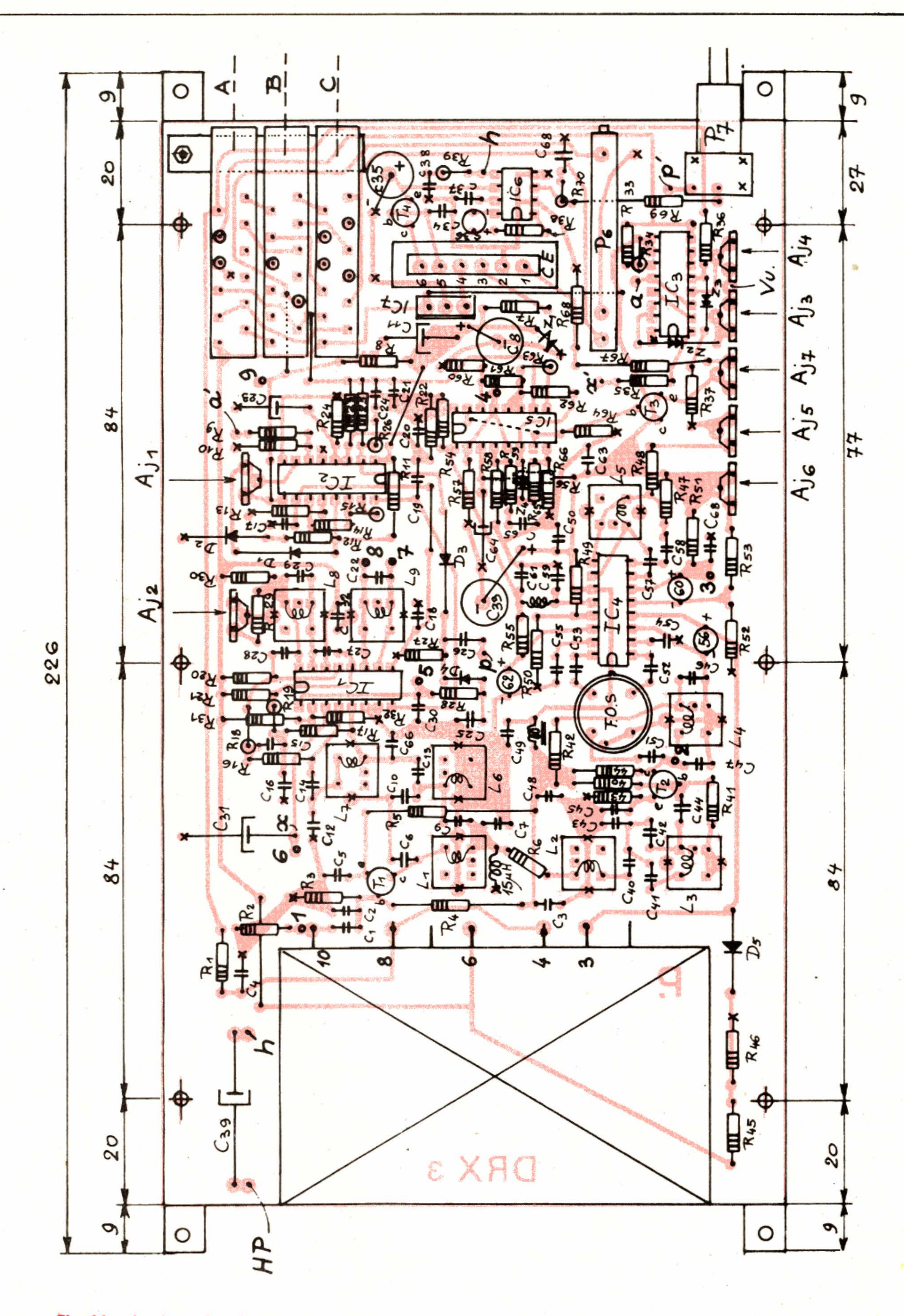


Fig. 11. – Implantation des composants.

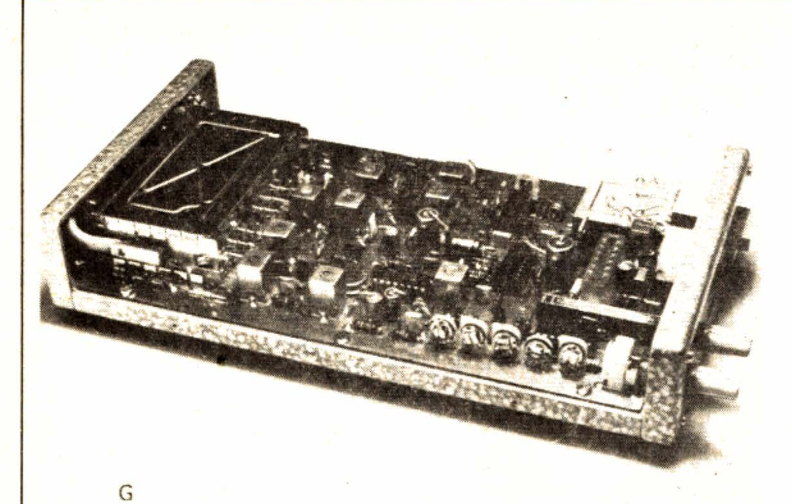


Photo G. – Autre vue d'ensemble du DRX3.

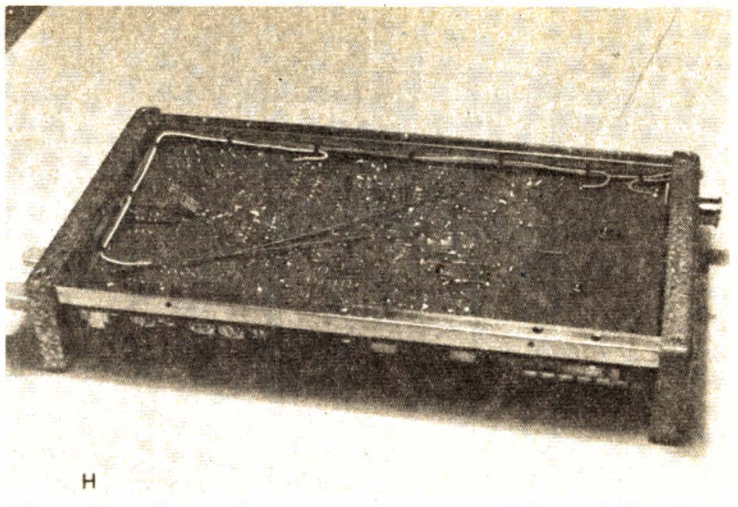


Photo H. – Cette photo montre comment il faut réaliser les interconnexions. Remarquer C_{67}.

côté extérieur. Voir le détail de la figure 13. Bien vérifier à l'ohmmètre que le ressort est relié électriquement au bâti. Cette liaison est normalement assurée par les pattes d'accrochage des cellules.

Monter maintenant le commutateur sur la platine P. Régler la position pour que les touches passent exactement dans la fenêtre de face avant. Souder les picots. Il reste à placer la vis de 2 mm visible sur les figures 11 et 13. Percer la platine P à 20/10 à travers le trou du bâti. On montera cette vis avec une rondelle d'écartement d'épaisseur convenable, après dépose de P. La tête de la vis doit être fraisée dans l'époxy. Cette vis assure le retour de masse du bâti.

En se reportant à la figure 11, couper toutes les cosses du commutateur, sauf celles repérées par un point encerclé. Monter les cinq ajustables P_1 à P_5 sur le circuit K. Bien enfoncer ces ajustables mais surtout ne pas forcer si les trous ne correspondent pas parfaitement, car cela produirait une cassure des fixations des picots et une coupure électrique. Il est préférable d'agrandir le trou en défaut. Veiller à souder les ajustables en correspondance avec les trous de face avant. Poser les 7 ponts recto-verso. Les trous de passage des cosses sont percés initialement à 10/10 mais agrandis en fentes longitudinales avec une scie à découper fine. Poser K sur le commutateur, les axes des ajustables engagés dans les trous de la face avant. Régler convenablement la position et souder les cosses.

Il faut maintenant fixer le contact de masse (voir figure 13). Prendre une lamelle souple, de préférence, une lame de relais à grain de contact, la former suivant la figure 13, puis la souder sur K (fig. 12) de manière que, au repos, le grain de contact soit à quelques dizièmes de millimètre du ressort de verrou. L'action sur une des trois touches repousse alors le ressort qui touche la lame de contact, réalisant ainsi le contact fugitif « b » commandant la commutation du VU-mètre associé à celle de la C.A.F.

Pour en finir avec la mécanique, monter les composants de la face arrière, ce qui ne pose aucun problème.

– II –

Liste des composants

a) Composants distribués par les Ets Pette (contacter l'auteur)

1 sélecteur UHF spécial
1 jeu de neuf bobines FI spéciales
1 filtre à onde de surface, DCHA13
1 TDA1038
1 TDA1039

b) Autres composants

2 CA3096AE RCA
1 CA3183AE RCA
1 LM386N-3
1 LM7812
1 BF479S ou équiv.
1 BF199 ou équiv.
1 BC548 ou équiv.
1 AC187K
5 BA318 ou équiv.
1 zener 33 V 1/2 W
1 BZX75C1V4
2 BZX75C2V8

Résistances 5 %
1/4 W (sauf indication)

R_1 : 22 kΩ
R_2 : 68 Ω
R_3 : 6,8 kΩ
R_4 : 2,7 kΩ
R_5 : 820 Ω
R_6 : 18 Ω
R_7 : 15 kΩ 1/2 W
R_8 : 4,7 kΩ
R_9 : 10 kΩ
R_{10} : 10 kΩ
R_{11} : 100 kΩ
R_{12} : 10 kΩ
R_{13} : 4,7 kΩ
R_{14} : 1 kΩ
R_{15} : 1 kΩ
R_{16} : 100 kΩ
R_{17} : 100 kΩ
R_{18} : 1 kΩ
R_{19} : 1 kΩ
R_{20} : 3,9 kΩ
R_{21} : 3,9 kΩ
R_{22} : 56 kΩ
R_{23} : 330 kΩ
R_{24} : 470 Ω
R_{25} : 2,2 kΩ
R_{26} : 1 kΩ
R_{27} : 10 kΩ
R_{28} : 2,7 kΩ
R_{29} : 2,2 kΩ
R_{30} : 18 kΩ
R_{31} : 3,3 kΩ
R_{32} : 2,7 kΩ
R_{33} : 10 kΩ
R_{34} : 10 kΩ
R_{35} : 150 kΩ
R_{36} : 1,8 MΩ
R_{37} : 47 kΩ
R_{38} : 1 200 Ω
R_{39} : 10 Ω
R_{40} : 12 kΩ
R_{41} : 2,7 kΩ
R_{42} : 220 Ω
R_{43} : 120 Ω
R_{44} : 1 kΩ
R_{45} : 2,2 kΩ
R_{46} : 4,7 kΩ
R_{47} : 27 kΩ
R_{48} : 3,9 kΩ
R_{49} : 8,2 kΩ
R_{50} : 3,3 kΩ
R_{51} : 1,5 kΩ
R_{52} : 6,8 kΩ
R_{53} : 18 kΩ
R_{54} : 820 Ω
R_{55} : 22 kΩ
R_{56} : 150 Ω
R_{57} : 270 Ω
R_{58} : 390 Ω
R_{59} : 22 Ω
R_{60} : 1,5 kΩ
R_{61} : 1,5 kΩ
R_{62} : 820 Ω
R_{63} : 270 Ω
R_{64} : 1 kΩ
R_{65} : 3,9 kΩ
R_{66} : 6,8 kΩ
R_{67} : 47 Ω
R_{68} : 75 Ω
R_{69} : 2,2 kΩ
R_{70} : 47 Ω

Condensateurs

C_1 : 39 pF c
C_2 : 120 pF c
C_3 : 4,7 nF c
C_4 : 0,22 µF M
C_5 : 1 nF c

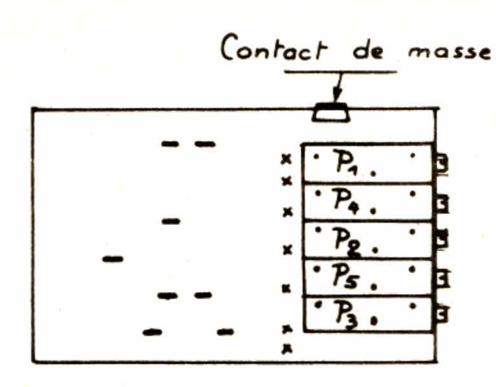


Fig. 12. – Composants sur K.

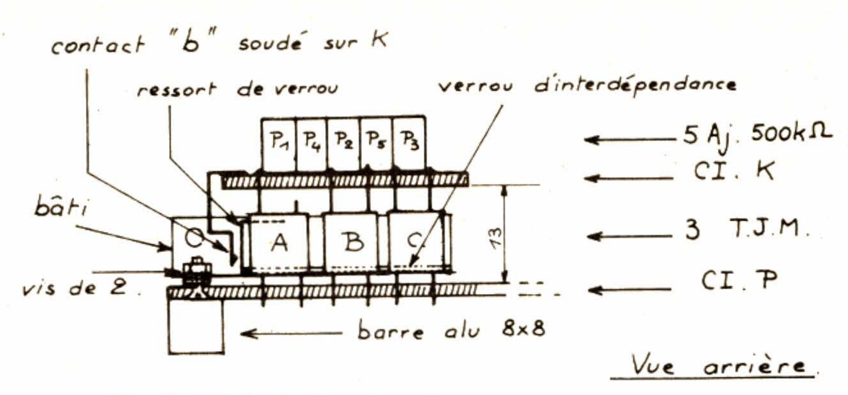


Fig. 13. – Détail mécanique des commutations.

C_6 : 27 pF c
C_7 : 150 pF c
C_8 : 4,7 µF ch/150
C_9 : 5,6 pF c
C_{10} : 47 pF c
C_{11} : 15 µF ch/25
C_{12} : 47 pF c
C_{13} : 1,2 pF c
C_{14} : 4,7 nF c
C_{15} : 4,7 nF c
C_{16} : 4,7 nF c
C_{17} : 4,7 nF c
C_{18} : 4,7 nF c
C_{19} : 47 nF M
C_{20} : 4,7 nF c
C_{21} : 0,1 µF mcm
C_{22} : 100 pF c
C_{23} : 10 µF ch/25
C_{24} : 0,1 µF mcm
C_{25} : 2,2 nF c
C_{26} : 0,1 µF M
C_{27} : 10 pF c
C_{28} : 10 pF c
C_{29} : 47 pF c
C_{30} : 4,7 nF c
C_{31} : 22 µF ch/25
C_{32} : 4,7 nF c
C_{33} : 150 µF ch/25
C_{34} : 0,1 µF mcm
C_{35} : 470 µF ch/10
C_{36} : 10 µF ch/25
C_{37} : 0,22 µF M
C_{38} : 4,7 nF c
C_{39} : 470 µF ch/16
C_{40} : 100 pF c
C_{41} : 47 pF c
C_{42} : 100 pF c
C_{43} : 120 pF c
C_{44} : 82 pF c
C_{45} : 4,7 nF c
C_{46} : 4,7 nF c
C_{47} : 8,2 pF c
C_{48} : 4,7 nF c
C_{49} : 4,7 nF c
C_{50} : 4,7 nF c
C_{51} : 4,7 nF c
C_{52} : 4,7 nF c
C_{53} : 4,7 nF c
C_{54} : 4,7 nF c
C_{55} : 4,7 nF c

C_{56} : 10 µF ch/25
C_{57} : 4,7 nF c
C_{58} : 4,7 nF c
C_{59} : 100 pF c
C_{60} : 10 µF ch/25
C_{61} : 22 pF c
C_{62} : 22 µF ch/25
C_{63} : 4,7 nF c
C_{64} : 22 µF ch/25
C_{65} : 470 pF c

C_{66} : 47 pF c
C_{67} : 0,1 µF mcm
C_{68} : 2,7 nF c

NB.
c = plaquette céramique, pas de 5 mm
M = MKH de Siemens, pas de 7,5 mm
mcm = céramique multi-couches

ch/25 = chimique, tension de service 25 V

Divers
1 bobine de choc sur perle ferrite 4 × 4 mm, 8 spires en tore, fil 20/100 émail
1 inductance surmoulée miniature de 15 µH
1 inductance surmoulée miniature de 22 µH
5 supports DIL 2 × 8 br.
1 support DIL 2 × 4 br.
1 connecteur CIL6 de Sogie ou 2406 de MFOM. Picots pour CI
1 potentiomètre de 22 kΩ, log. Type P11 ou P16. Voir texte. Axe de 4 mm.

Ajustables VA05V :
1 100 Ω
2 2,2 kΩ
2 4,7 kΩ
1 22 kΩ
1 220 kΩ

Ajustables multitours, genre T19S :
5 500 kΩ
1 multitours spécial TV, 100 kΩ, avec axe plastique long
1 clavier Jeanrenaud, à trois cellules TJM interdépendantes, type 4 inverseurs

Boutons rectangulaires gris. Pas de cellules : 10,08 mm
1 VU-mètre Humicon, aiguille à droite
1 prise d'antenne femelle de châssis. Perena
2 boutons ELCEY, Ø 10 mm, gris, cabochon noir, pour axe de 4 mm
1 inverseur 51M de Jeanrenaud
1 jack de 2,5 mm et sa fiche
1 jack de 3,5 mm, spécial stéréo et sa fiche
10 picots de 13/10
1 boîtier spécial (2 faces, 1 fond, 1 couvercle)

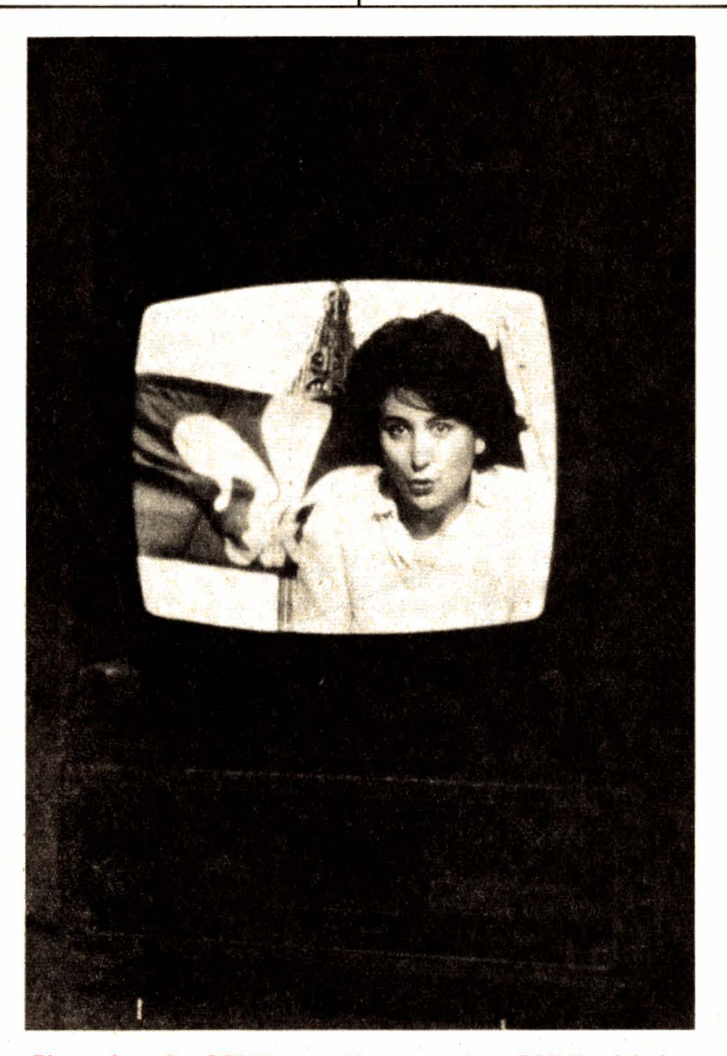


Photo I. – Le DRX3 associé au monitor DMV2. Admirer la qualité de l'image.

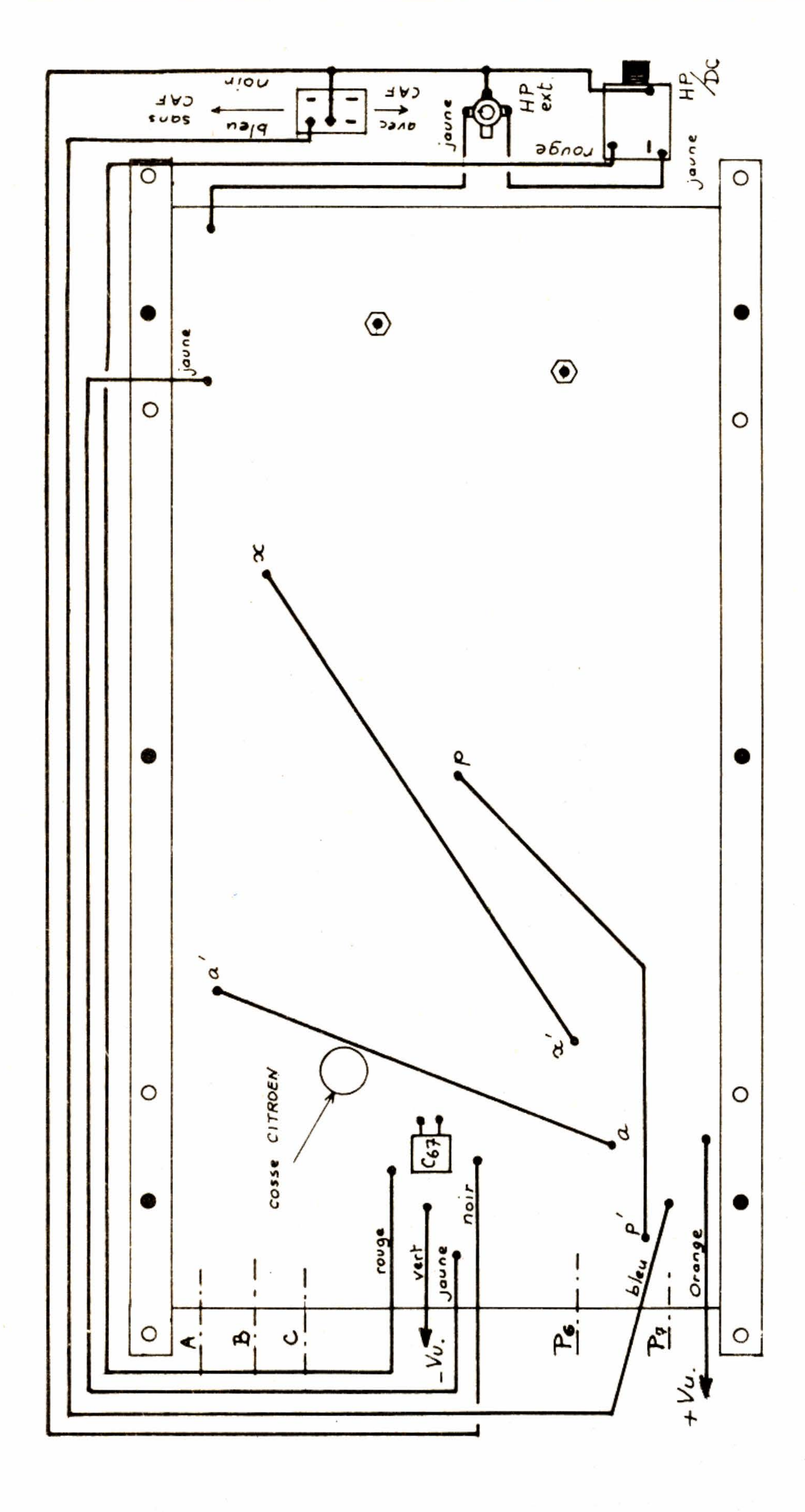


Fig. 14. – Liaison à faire, côté cuivre.

2 barres alu de 8 × 8 mm, 226 mm chacune
2 décors Scotchcal
2 circuits imprimés : P et K
1 barrette imprimé de liaison
Visserie :
8 vis de 3 mm, tête plate
2 écrous de 3 mm
10 vis de 3 mm, tête fraisée
4 boulons de 2 mm, tête plate, avec écrous
1 boulon de 2 mm, tête fraisée, avec écrou
Fil de câblage
NB. Tous ces composants sont disponibles chez Selectronic, 59800 Lille. On trouvera tous les composants spéciaux, y compris les circuits imprimés et les éléments de tôlerie. Les décors Scotchcal sont également disponibles.

– III –

Montage électrique

La pose des composants est assez longue. Une bonne soixantaine de résistances et autant de condensateurs, ce n'est pas une petite affaire. Il suffira pourtant de travailler minutieusement et sans précipitation. En principe la figure 11 ne comporte pas d'erreur car elle a servi au câblage du prototype. Toutefois, quelque chose ayant pu nous échapper, il faudra toujours travailler en vérifiant systématiquement avec les schémas de principe. Une telle méthode permet de détecter une anomalie et par conséquent l'erreur possible. Trop de réalisateurs se plaignent de ces erreurs (hélas difficilement évitables dans une première édition, ce qui est toujours le cas d'un article mensuel !) mais ne font pas, justement, l'effort de ce recoupement qui leur épargnerait pourtant bien des ennuis ! Ici le recoupement pourra être double, puisque les composants sont numérotés et que l'on peut utiliser trois documents : le schéma de principe, le plan de pose et la liste des valeurs.

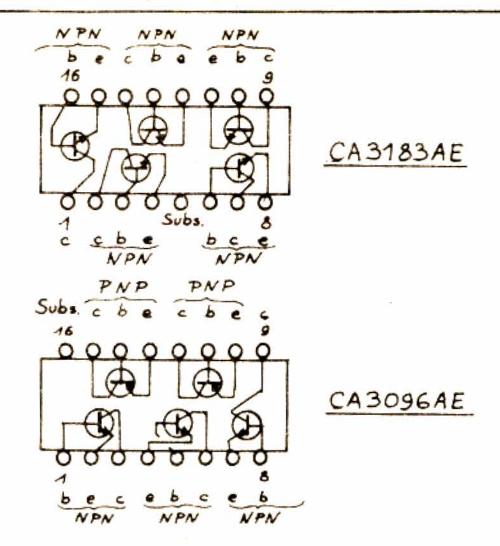


Fig. 15. – Brochage des circuits RCA.

On commencera par la mise en place des bobines FI. Chacune doit être soudée au recto, sur le plan de masse, à l'emplacement de chaque picot de masse du blindage. Utiliser un fer à souder de taille et puissance suffisantes pour avoir des soudures de bonne qualité. Les pattes de masse de L_1 à L_6 sont soudées recto et verso. La patte droite de L_7 est supprimée, de même que les pattes inférieures de L_8 et L_9 (sens du dessin).

Après les bobines FI, on passera à la pose de tous les composants ayant une connexion à la masse au recto, cette connexion étant d'ailleurs parfois soudée en même temps au verso, faisant ainsi office de pont recto-verso.

Cela fait, poser tous les autres composants. Les circuits intégrés peuvent se monter sur supports. Ne pas oublier le strap sous IC_5. On veillera à maintenir entre le corps des résistances, montées à plat, une distance de sécurité de l'ordre du millimètre. Les liaisons entre les picots du sélecteur et la platine se font par petits fils nus. Notons que le sélecteur est maintenu en place par son fond amovible, boulonné par deux vis de 2 mm, sur le plan de masse (voir fig. 14). Le coaxial d'entrée est coupé à bonne longueur pour rejoindre la fiche de châssis. Sur la prise Perena, on mettra une cosse de masse pour y souder la tresse de ce coaxial. Enfin, penser à placer les différents picots test.

Le tout placé et bien soudé, procéder à la vérification de rigueur. Travail délicat mais nécessaire pour une mise en service sans risque et... sans fumée !

Les interconnexions se font en suivant la figure 14. Le travail est simple. Placer d'abord les trois straps isolés : aa', pp' et xx'. Faire ensuite les liaisons avec les composants de la face arrière. Les différents fils seront formés en faisceau, suivant une des barres d'alu (voir la photo H). Souder, pour terminer, les fils du VU-mètre, ce dernier étant collé contre la face avant, le fût vers le haut.

Ce travail achevé, il nous reste à faire la mise en service et le réglage général. C'est ce que nous verrons dans la dernière partie de cet article.

F. THOBOIS

(suite et fin dans notre prochain numéro.)

ERRATA

Dans notre n° 1676, il faut lire :

– Page 131, fig. 2 :
A_{j5} fait 4,7 kΩ au lieu de 1 kΩ

– Page 132, fig. 3 :
A_{j1} fait 220 kΩ au lieu de 220 Ω

– Page 133, fig. 4 :
C_{67} non marqué est un 0,1 μF céram.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de ces erreurs.

Bloc-notes

Le Festival international de vidéo amateur d'Agen

Le deuxième Festival international de Vidéo amateur d'Agen (F.I.V.A.) a fermé ses portes le dimanche 31 janvier sur un bilan moyen.

Le jury composé de professionnels de l'audio-visuel et présidé par M. Jacques Olivier Chattard, rédacteur en chef à TF 1, fut quelque peu sévère dans son jugement oubliant parfois qu'il s'agissait de réalisation d'amateurs. Persistant dans leur attitude les 11 jurés décidèrent de ne pas octroyer cette année le premier prix : un magnétoscope portable, et le trophée, n'ayant reconnu dans toutes les œuvres présentées (21) aucune susceptible de dominer le lot, car le grand prix doit être de classe internationale.

Il fut toutefois décerné des mentions et des prix matérialisés par des coupes et cadeaux offerts par différents sponsors nationaux et locaux.

« Des pieds et des mains », de Denis Catusse. Prix de la meilleure création originale. 1 000 F. Prix de la ville d'Agen. Mention VHS-Coupe Vidéo-Actualité. La cassette année choc 81.

« Un jour à l'école en 1900 », de Renzullo Sabatto. Prix de la meilleure réalisation. 1 000 F. Prix spécial de l'Association départementale pour le développement culturel pour ses qualités de reconstitution historique. Mention U Matic. Médaille de la Chambre de Commerce.

« L'envoûtée », de Patrice Denhard. Prix du meilleur scénario. 1 000 F. Prix du fantastique. Coupe du Syndicat d'Initiative. Un livre « Le Carton à chapeau » (Télérama).

« Pensées des morts », de Michel Sanz. Prix de l'évocation musicale. Coupe du Sud-Ouest. Un livre « Le Carton à chapeau » (Télérama).

« Volé, cocu mais content », de Bernard Fonquerne. Prix de la Comédie. Coupe du Crédit Mutuel. Un parapluie spécial (Télérama).

« Au Théâtre ce soir », de Roland Carrière. Prix de la poésie de l'étrange. Coupe de la Caisse d'Epargne. La cassette Année choc 81.

« Citizen and peur », de Michel Serie. Mention pour le caractère inventif de son scénario. Coupe du Rotary Club et la cassette Année choc 81.

« La Maison de toile », de Didier Hector. Mention pour ses qualités de reportage. Coupe de l'Asfo 47 et la cassette Année choc 81.

« Géographie humaine », de Pratique Vidéo. Mention pour ses qualités de sensibilités poétiques. Coupe de la Chambre de Commerce et la cassette Année choc 81.

« V MOS », de Daniel Billaud. Mention pour la mise en œuvre de la technique vidéo, adaptée au sujet. Coupes de la BNP et 2 cassettes vierges.

« On voulait faire du cinéma », de Anne Moullahem. Mention pour ses qualités humoristiques. Coupe de la Société canine et 2 cassettes vierges.

Une analyse générale de ce Festival 82 nous permet de dégager les remarques suivantes :

A la différence de 81 aucun reportage insolite ne fut présenté, par contre la majeure partie était composée de fiction et de comédie. Une seule production était en trucage vidéo (V. MOS réalisé par Daniel Billaud).

Malgré tout il faut reconnaître que certains auteurs ont fait preuve de beaucoup d'imagination quelquefois humoristique comme « Volé, cocu, mais content » de Bernard Fonquerne, ou « Des pieds et des mains » de Denis Catusse.

Il est par ailleurs agréable de remarquer que les contraintes techniques disparaissent dans la majorité des œuvres quoique certains aient utilisé l'U MATIC au détriment des systèmes « grand public ».

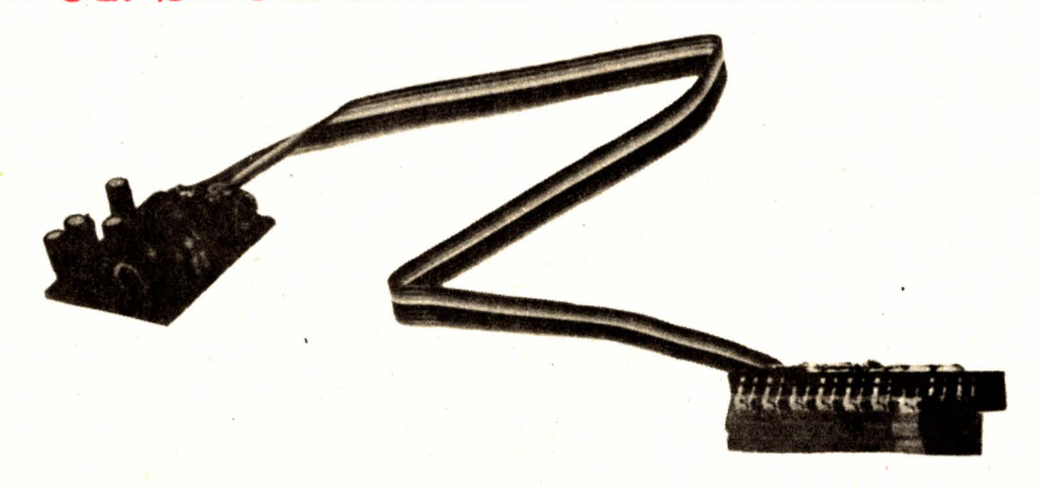
Ce Festival 82 doit être considéré comme transitoire car il a permis de démontrer que le public s'intéresse à la vidéo (3 000 visiteurs), mais que les marques n'ont pas encore suffisamment apprécié cette motivation pour y participer. Parmi les matériels présentés seul Philips offrit en avant-première aux Agenais son magnétoscope 2022.

Le prochain Festival International de vidéo amateur se tiendra à Agen en janvier 1983. Pour tout renseignement complémentaire s'adresser à : F.I.V.A., Boîte Postale 167, 47005 Agen.

Réalisez

UN CRETEMETRE STEREOPHONIQUE

_DEUX ECHELLES A HUIT LED
_UN SEUL UAA 170-TRICOLORE



ENCORE un crêtemètre allez-vous dire ! Cette fois, il s'agit d'une application un peu particulière de l'UAA 170, un circuit intégré dont nous avons déjà beaucoup parlé et que d'autres revues ont plébiscité. Un circuit qui poursuit une longue carrière comme indicateur de vitesse, de niveau, de tous genres.

Le principe

Cette fois, nous avons décidé de l'utiliser en stéréophonie ce qui, a priori, peut sembler délicat car il serait très difficile de multiplexer 16 diodes qui, de plus, sont attaquées par un système matriciel.

Nous avons donc procédé autrement et décidé qu'après tout, 8 diodes étaient suffisantes pour donner une indication de niveau. Si vous voulez faire illusion, rien ne vous empêche, comme le font fréquemment les Japonais, de dessiner un petit trait au milieu d'une diode LED pour faire croire qu'il y en a deux.

Partant de cette donnée, nous sommes repartis sur un autre multiplexage qui est celui de la tension d'entrée. Si vous suivez régulièrement la revue, vous aurez remarqué dans le numéro 1657 de juin 1980, un crêtemètre Vumètre affichant deux points lumineux, un pour la valeur de crête, l'autre pour la valeur VU. Ces deux points étaient issus d'un UAA 170, circuit pourtant prévu pour n'afficher qu'un seul point.

La technique permettant cette « prouesse » est le multiplexage. Elle consiste à commuter sur l'entrée de l'UAA 170 les deux tensions issues de deux détecteurs. Comme la transition d'une tension à l'autre est rapide, on ne voit pratiquement que deux points lumineux, chacun correspondant à une valeur des tensions d'entrée.

Pour la réalisation de cet indicateur stéréophonique, nous avons divisé l'échelle des diodes LED, en deux groupes de 8.

L'entrée de l'indicateur va recevoir deux tensions alternatives qui vont être redressées. L'une de ces tensions va être décalée de la valeur correspondant à l'allumage de la diode 8.

En faisant un découpage alternant l'application des deux tensions sur l'entrée du circuit de commande d'affichage, nous obtiendrons l'allumage de la diode 1 et de la diode 9 en l'absence de tension alternative d'entrée (fig. 1).

Les diodes seront réparties en deux colonnes parallèles, ce qui fait que nous aurons deux points alignés au zéro de l'indicateur.

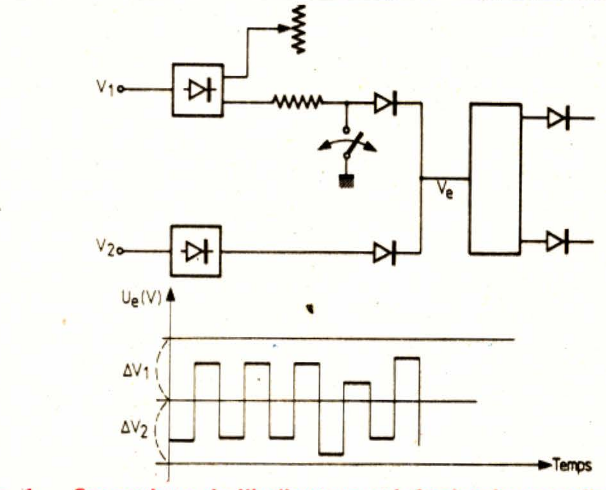


Fig. 1. – Synoptique de l'indicateur stéréophonique et diagramme de la tension envoyée à l'entrée de l'UAA 170.

Lorsque les deux tensions alternatives seront envoyées, elles feront chacune se déplacer leur point.

Il y a toutefois une restriction à ce type de montage. En effet, si la tension du redresseur commandant les diodes de 1 à 8, dépasse la tension d'allumage de la diode 8, on risque d'allumer la diode 9, ce qui allumera un point parasite sur la seconde rangée de diodes. On pourra éventuellement mettre un limiteur de tension qui empêchera cette éventualité. Il faut préciser que cette disposition entraînerait une complication du montage, ce que nous avons voulu éviter.

En fait, ce second point correspondrait à une prolongation de la seconde échelle, ce qui peut, évidemment, être exploité pour disposer, mais sur un seul canal, de deux indications. Si on veut utiliser ce mode d'indication, il est possible d'aligner les deux échelles et de réaliser une double graduation adéquate.

Les trois couleurs

Le circuit intégré UAA 170 est prévu pour l'utilisation d'un même type de diode par groupe de quatre. Cette particularité est due à la conception interne du produit ce qui interdisait d'utiliser des diodes LED de couleur différente pour distinguer plusieurs niveaux. La technologie des diodes LED a changé et l'on trouve aujourd'hui des LED rouges, vertes et jaunes ayant la même chute de tension directe.

Auparavant, une diode rouge à l'arseniure de gallium, diode standard, avait une chute de tension de l'ordre de 1,6 V avec les récentes diodes où le dosage d'impureté a été modifié, on obtient une couleur allant vers l'orange et offrant une chute de tension de 2,4 V, tension identique à celle des diodes vertes et jaunes. Cette nouvelle technologie permet d'accoupler dans n'importe quel ordre des diodes de toutes les couleurs.

Dans l'exemple qui nous intéresse, nous avons pris 5 diodes vertes pour indiquer le bon niveau, une diode jaune pour le premier avertissement et deux rouges pour un dépassement.

Le schéma de principe

Le schéma de principe est donné sur la figure 2.

Nous avons adopté ici un redressement par doubleur de tension, système qui permet de réaliser facilement un décalage. En outre, ce redresseur est un peu plus sensible que le redresseur simple alternance.

Le canal du bas a un léger décalage, la tension est filtrée par C_2. La résistance R_1 permet de décharger le condensateur. La valeur choisie est double de celle de la résistance R_4, utilisée sur l'autre voie et qui décharge C_4 la moitié du temps. En adoptant pour R_1 le double de R_4, on aura approximativement la même constante de temps pour les deux circuits. Nous disons ici approximativement car, dans les deux cas, la résistance est mise à la masse. Or, la tension de charge de C_4 est supérieure à celle de C_2 et l'extinction de l'avant-dernière diode a lieu avant que l'on atteigne une partie de la courbe de décharge où la vitesse de variation de la tension est lente.

Par conséquent, nous aurons sur le plan dynamique une légère différence, un léger retard à l'extinction de l'avant-dernière diode de la voie inférieure. Cette différence sera d'autant plus grande que les condensateurs seront importants. La valeur de 0,47 µF, choisie ici, n'entraîne qu'un léger retard, on peut éventuellement augmenter la valeur de C_4.

La tension continue, issue du redressement, est dirigée vers l'entrée de l'UAA 170 par une diode servant de porte.

Sur l'autre voie, la 1, la diode D_5 est polarisée par le potentiomètre P_1. La diode D_6 charge le condensateur C_4. La tension de sortie est appliquée à l'entrée de l'UAA 170 par la diode D_6 placée en série avec la résistance R_4.

Un multivibrateur, au rapport cyclique de 1, commute le transistor T_1 qui met, à la masse, la tension de sortie du redresseur, ce qui permet à la tension de la voie 2 de passer. Nous allons donc avoir alternativement à l'entrée du circuit, la tension de chaque redresseur.

Le circuit de commande des diodes est entouré de ses composants habituels.

La résistance R_{10} permet de commander l'intensité de l'éclairement des diodes LED, R_9 et P_2 sont utilisés pour régler la sensibilité du montage.

La tension de référence interne est ici employée pour l'alimentation du multivibrateur, élément consommant peu d'énergie. Cette tension

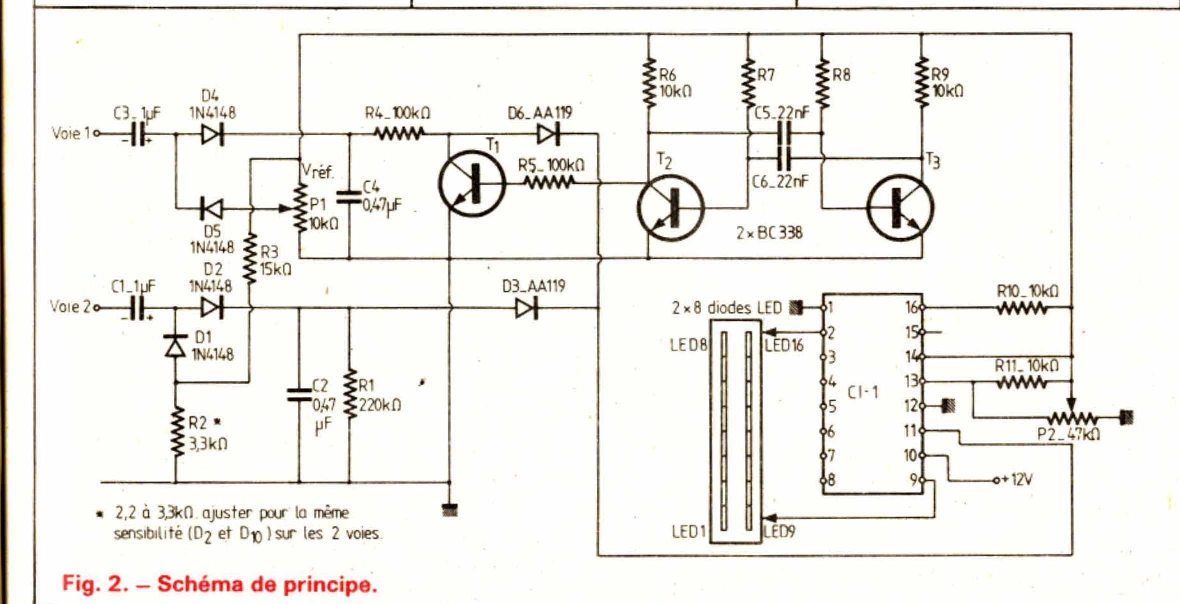


Fig. 2. – Schéma de principe.

Fig. 3. – CI en gravure anglaise.

Fig. 4. – CI en gravure classique.

sert également à alimenter le potentiomètre de réglage du décalage de tension P_1.

Réalisation

Ce montage est réalisé en deux modules, un de commande, comportant les deux redresseurs et le circuit UAA 170, et un autre, sur lequel on trouvera toutes les diodes LED, cet afficheur pouvant être installé en façade d'un appareil, en un lieu où sa forme allongée pourra être exploitée.

Le circuit imprimé est donné sur les figures 3 et 4, c'est un circuit relativement simple, le nombre de composants étant réduit. Ce circuit pourra être réalisé en gravure mécanique ou chimique suivant ce que l'on préfère.

L'afficheur devra obligatoirement utiliser des diodes LED dont la tension directe est la même, par exemple, la série CQV 36. 38, 39 de Siemens, diodes rectangulaires dont la face avant est plane, ce qui facilite la constitution de barreaux.

La répartition en deux lignes simplifie le câblage, en effet, on réunit les cathodes quatre par quatre, puis les anodes deux par deux, perpendiculairement à la ligne de diodes. Le circuit imprimé sera complété par des liaisons par fils isolés de préférence.

Nous avons réalisé notre prototype à partir de Veroboard ce qui demande un câblage discret des anodes mais permet une liaison directe des anodes entre elles.

Une fois le câblage terminé, il ne reste qu'à vérifier le bon fonctionnement du montage.

Le réglage se fait en envoyant sur l'entrée 2 du montage la tension pour laquelle on désire l'allumage de la seconde diode rouge. On règle alors le potentiomètre P_2 pour que cette diode s'allume.

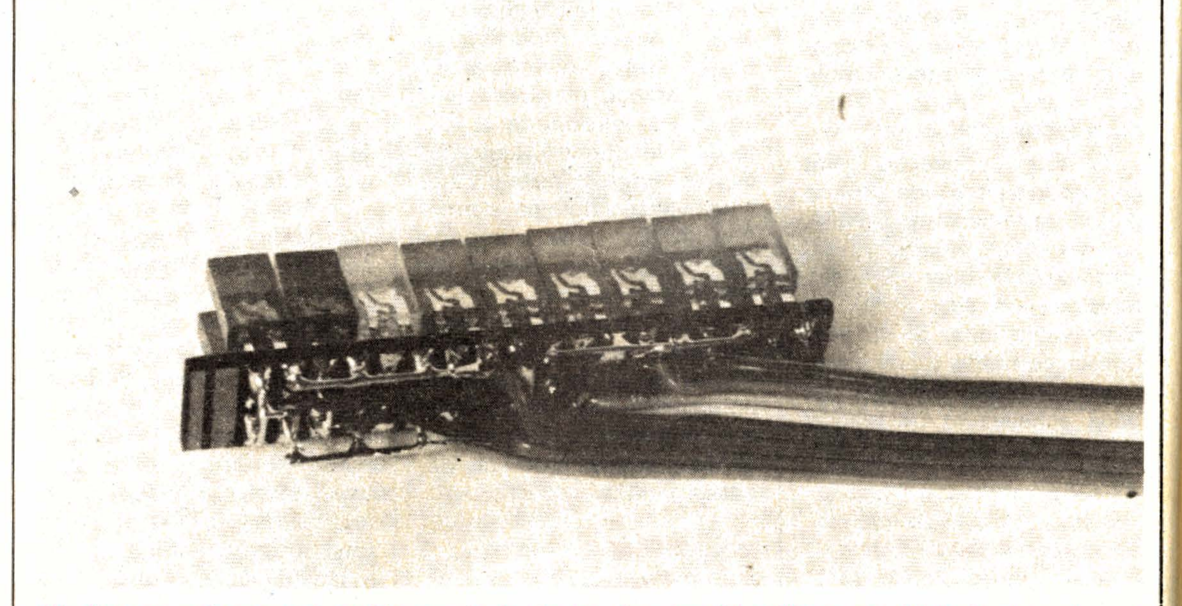
Ensuite, sans envoyer de tension sur les entrées, on règle P_1 pour que les diodes du bas de chaque échelle soient allumées.

On pourra également jouer sur la valeur de R_2 afin que la sensibilité des deux indicateurs soit la même aux faibles tensions.

Ce montage est relativement simple, cette simplification se paie par quelques défauts, ce qui est normal. Nous n'avons pas ici de compensation de température de la tension de seuil des diodes, le comportement dynamique du montage n'est pas parfait, aux fréquences basses, le filtrage apporté par les condensateurs n'est pas suffisant, l'ondulation entraîne l'allumage de plusieurs diodes, ce qui est gênant lorsque la diode rouge de la voie 2 s'allume, en effet, la diode suivante (pour l'UAA 170), la 9, c'est-à-dire celle du bas va s'allumer légèrement, ce qui perturbera le bel équilibre de l'ensemble.

Par conséquent, si on désire un fonctionnement parfait de ce système, on doit le modifier en utilisant, par exemple, un décalage de tension par amplificateur opérationnel, ce qui aurait comme avantage l'appariement des caractéristiques dynamiques du montage.

Un limiteur sur la voie 2



L'indicateur présente une double rangée de diodes. On verra ici qu'il y a une diode de plus, elle sert de voyant témoin.

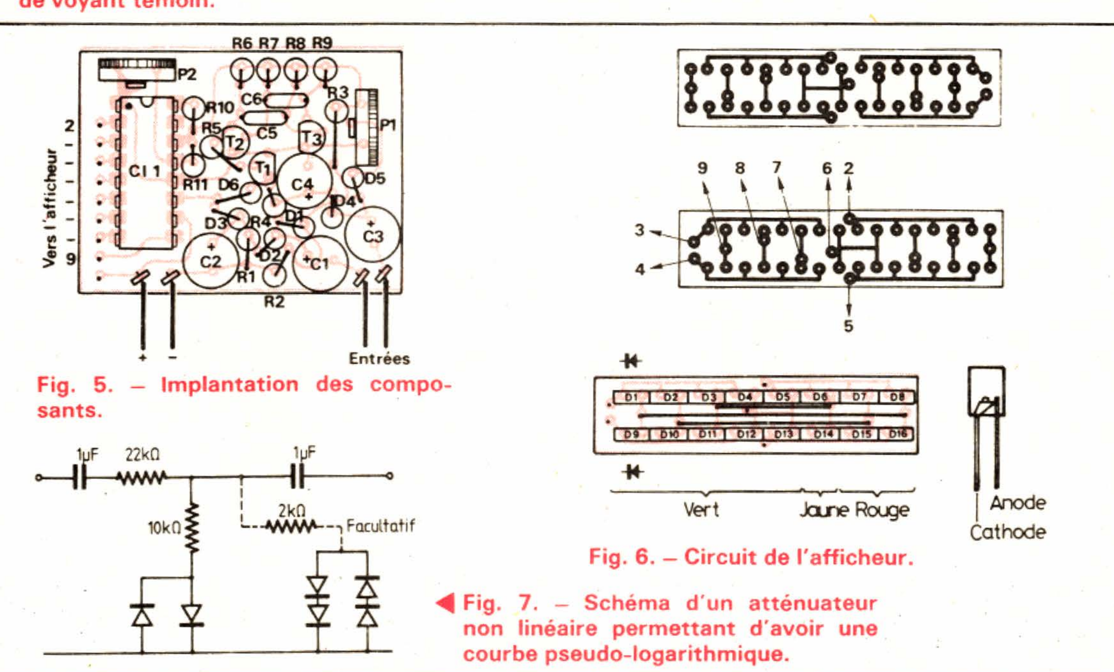


Fig. 5. – Implantation des composants.

Fig. 6. – Circuit de l'afficheur.

◀ Fig. 7. – Schéma d'un atténuateur non linéaire permettant d'avoir une courbe pseudo-logarithmique.

permettrait d'éviter l'allumage de la diode 9, en cas de surtension.

Un système de redressement à diodes sans seuil et diode de compensation thermique dans la boucle de contre-réaction permettrait de compenser le coefficient de température des diodes D_3 et D_6, ce qui, avouez-le, compliquerait singulièrement ce montage.

On pourrait également rendre la réponse un peu plus logarithmique en utilisant un système de diodes limitant progressivement l'amplitude de la tension d'entrée (fig. 7). Bref, tout n'est pas parfait, la simplicité se paie par quelques défauts qui, il faut l'avouer ne sont pas importants pour une utilisation d'amateur...

Conclusions

Ce petit montage sera utile à ceux qui veulent disposer d'un indicateur de puissance sur un amplificateur audio. Le rouge correspondra ici à l'écrêtage du signal, ce que l'on constatera sur un oscilloscope. La dynamique relativement réduite de cet indicateur se prête à cet emploi. Cet indicateur pourra également être installé en parallèle sur l'indicateur de niveau d'un magnétophone, dans ce cas, il sera peut-être nécessaire de prévoir un amplificateur devant cet indicateur. A vos fers à souder !

Etienne LEMERY

Nomenclature des composants

Résistances 5 % 1/4 W :

R_1 : 220 kΩ
R_2 : 3,3 kΩ
R_3 : 15 kΩ
R_4, R_5 : 100 kΩ
R_6 : 10 kΩ
R_7, R_8 : 220 kΩ
R_9, R_{10}, R_{11} : 10 kΩ
Condensateurs chimiques :
C_1 : 1 μF
C_2 : 0,47 μF
C_3 : 1 μF
C_4 : 0,47 μF
Condensateurs céramiques :
C_5, C_6 : 22 nF
Potentiomètres :
P_1 : 10 kΩ
P_2 : 47 kΩ
T_1, T_2, T_3 : transistors BC 238
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N 4148
D_5, D_6 : AA 119, diode Ge
Diodes LED :
LED_1 à LED_5, LED_9 à LED_{13} : CQV 39 verte Siemens.
LED_6 et LED_{14} : CQV 38 jaune Siemens
LED_7, LED_8, LED_{15}, LED_{16} : CQV 36 rouge Siemens
CI_1 : circuit intégré UAA 170 Siemens.

Bloc-notes

Les enceintes acoustiques Mordaunt Short Carnival 3 Festival 3 et Pageant 3

– L'enceinte acoustique Carnival 3

Système compact à charge infinie utilisable en position verticale sur pied et en position soit verticale ou horizontale sur étagère en mettant un plateau supplémentaire en bois. Hauteur minimum par rapport au sol : 35 cm.

La finition du dessus peut être en bois de teck ou noyer, la base est noire mate, l'ébénisterie est recouverte d'un tissu marron.
Caractéristiques techniques :
Dimensions : 420 × 240 × 195 mm.
Bande passante nominale : 40-25 000 Hz.
Sensibilité : 88,5 dB pour 2,83 V RMS (1 W).
Impédance nominale : 8 Ω.
Distorsion : moins de 1 % (150-20 000 Hz).
Fréquence de résonance : 80 Hz.
Fréquence de raccordement : 3 500 Hz.
Puissance recommandée : 15-80 W par canal.

– L'enceinte acoustique Festival 3

Système bass-reflex utilisable soit verticalement sur pied, soit verticalement ou horizontalement sur une étagère en utilisant un plateau en bois supplémentaire. Hauteur minimum par rapport au sol : 35 cm.

La finition du dessus peut être en bois de teck ou noyer, la base est noire mate, l'ébénisterie est recouverte d'un tissu marron.
Caractéristiques techniques :
Dimensions : 520 × 255 × 220 mm.
Bande passante nominale : 30-25 000 Hz.
Sensibilité : 89,5 dB pour 2,83 V RMS (1 W).
Impédance nominale : 8 Ω
Distorsion : moins de 1 % (150-20 000 Hz).
Fréquence de résonance : 70 Hz.
Fréquence de raccordement : 3 500 Hz.
Puissance recommandée : 15-90 W par canal.

– L'enceinte acoustique Pageant 3

Système reflex à double évent, enceinte rigidifiée, haut-parleur de médium chargé par un caisson interne. Utilisable sur pied ou en étagère, distance minimum par rapport au sol : 35 cm.

La finition du dessus peut être en bois de teck ou noyer, la base est noire mate, l'ébénisterie est recouverte d'un tissu marron.

Caractéristiques techniques :
Dimensions : 620 × 265 × 300 mm.
Bande passante nominale : 25-25 000 Hz.
Sensibilité : soit 89 dB pour 2,83 V RMS (1 W).
Impédance nominale : 8 Ω,
Distorsion : moins de 1 % (100-20 000 Hz).
Fréquence de résonance : 60 Hz.
Fréquences de raccordement : 750 Hz, 4 000 Hz.
Puissance recommandée : 25-100 W par canal.

Ces enceintes acoustiques sont distribuées en France par Technology Resources.

LES MAGNETOPHONES STEREO

SONY

TCS 310 à cassette et M 1000 à micro cassette



CES deux magnétophones à cassette sont des descendants du Walkman. Comme lui, ils sont stéréophoniques, comme lui ils sont alimentés par piles, comme lui, ils sont livrés avec un casque stéréophonique miniature qui vous permettra de vous balader dans la nature ou en ville avec votre musique préférée. Compte tenu des technologies relativement simples auxquelles le constructeur doit faire appel, nous avons voulu savoir si l'on pouvait escompter de bonnes performances de ces appareils ce qui permettrait, par exemple, d'utiliser notre adaptateur de prise de son en tête naturelle (voir HP de janvier 1982).

Le TCS 310

Le TCS 310 est un magnétophone à cassette stéréophonique permettant l'enregistrement. Il est alimenté par quatre piles de 1,5 V et, contrairement au Walkman, permet une écoute monophonique sur son haut-parleur interne. Un haut-parleur de taille réduite, bien sûr.

L'appareil est présenté dans un habillage de matière plastique noir dont la taille est celle d'un livre de poche.

Le clavier comprend 6 touches, l'éjection de la cassette se commande par la touche d'arrêt, ce qui est fort commode, la touche d'enregistrement entraîne également celle de lecture. Attention par conséquent si vous avez omis d'enlever l'index de protection d'une cassette déjà enregistrée. Les fonctions de repérage en avant et en arrière sont prévues. Un petit compteur facilite le repérage du contenu des cassettes. Un commutateur de correction d'égalisation permet la lecture de cassette de type II, III ou IV.

Le casque et le micro externe se branchent sur une embase pour jack stéréophonique de Ø 3,5 mm.

Les deux micros sont protégés par une grille, leur membrane sont géométriquement opposées de façon à permettre une prise de son en un seul point, une technique très utilisée (couple de micro en un point).

LE M-1000

Le M-1000 est le premier micro-cassette stéréophonique portatif. Il est alimenté par deux piles de 1,5 V et peut aussi recevoir une alimentation extérieure (la prise est minuscule mais le constructeur fournit le raccord).

Le clavier comporte trois grosses touches métallisées et quadrillées. Une clé à trois positions sert à faire avancer rapidement la bande. Une commande annexe servira de commande de pause.

La touche d'éjection est complètement séparée du clavier.

Un minuscule compteur à trois chiffres sert au repérage des enregistrements.

L'enregistrement se fait par deux capsules microphoniques perpendiculaires dont les signaux sont extraits par matriçage. Un commutateur permet de choisir l'angle de prise de son : étroit ou large. Le signal peut également entrer par une prise pour jack stéréo de 3,5 mm.

Un contrôle d'enregistrement qualitatif est effectué en surveillant le clignotement de la diode rouge qui indique aussi que la batterie est en état d'actionner le magnétophone.

En reproduction, un commutateur permet une sélection de timbre pouvant être exploitée par exemple pour la lecture de cassettes de type Métal, cassettes que l'on enregistrera sur d'autres appareils et dont un échantillon, préenregistré est livré avec le M-LOOO.

Ce magnétophone est à deux vitesses : 2,4 et 1,2 cm/s.

L'appareil est enfermé dans un carter de fine tôle d'aluminium anodisée et usinée, avec le soin qui caractérise les producteurs nippons.

L'ensemble tient dans la poche et peut se dissimuler facilement.

La technologie

Le constructeur n'a pas utilisé ici, dans un appareil ou dans l'autre, de technique d'ultra-miniaturisation. Nous nous attendions à trouver des résistances ou des condensa-

teurs en chips. Point de cela, nous avons droit ici à des composants presque classiques mais tout de même miniatures.

Sur le M-1000, nous avons des circuits intégrés en boîtier « flat pack » plastique et quelques chips de découplage.

Ces circuits intégrés, en boîtier « flat pack », sont soudés directement sur le cuivre du circuit imprimé. Pour loger les condensateurs au tantale et certaines diodes, on a pratiqué des ouvertures dans le circuit imprimé, ouvertures au travers desquelles s'encastre le corps de ces composants.

Mesures

Nous avons effectué des mesures sur ces deux magnétophones. Le TCS 310 a été essayé avec une cassette Sony BHF cassette de type I et de milieu de gamme (entre la AHF et la CHF).

La vitesse de défilement de la bande est supérieure de 0,3 % à la vitesse théorique de 4,76 cm/s.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,25 % en mesure pondérée, ce qui est très correct.

Le taux de distorsion pour un enregistrement effectué 6 dB au-dessus de l'entrée en action du limiteur, est de 0,3 %, ce qui est une très bonne performance.

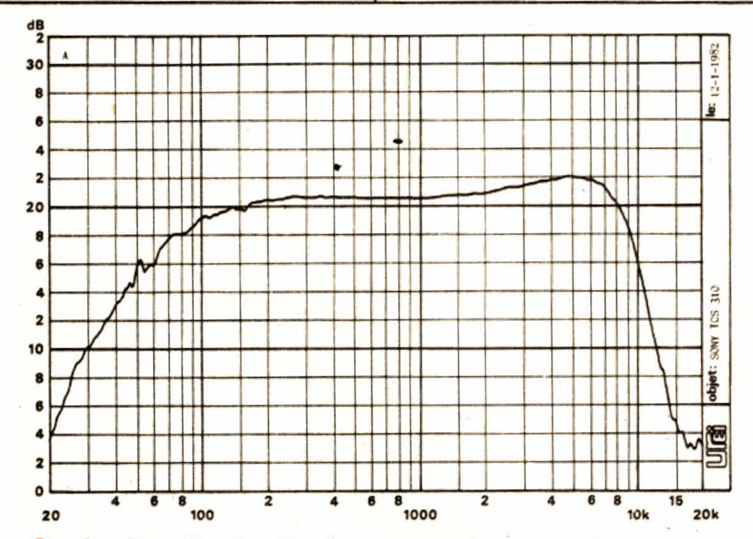
Le rapport signal/bruit pondéré est de 48 dB. Nous avons effectué un autre essai qui consistait à effacer la cassette avant enregistrement et à escamoter l'aimant pour l'enregistrement. Avec cette technique, nous avons une amélioration de 2 dB de la dynamique.

Ce que l'on remarque ici, c'est que la dynamique est limitée par... le limiteur de modulation ou, si vous préférez, la commande automatique d'enregistrement. En effet, ce dispositif réduit automatiquement le niveau d'enregistrement dès que l'on augmente la modulation. On ne peut donc ici enregistrer la bande à son maximum, c'est-à-dire avec les 3 % de distorsion permis habituellement.

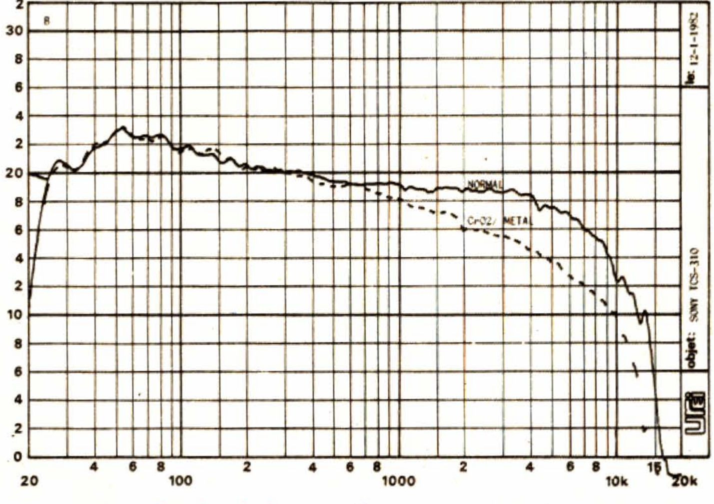
Les performances sont un peu inférieures à celles que l'on peut obtenir d'un magnétophone Hi-Fi, sans réducteur de bruit, comparaison qui vous permet d'avoir une idée de la qualité possible.

La courbe A donne la réponse en enregistrement/lecture de ce magnétophone avec cassette BHF.

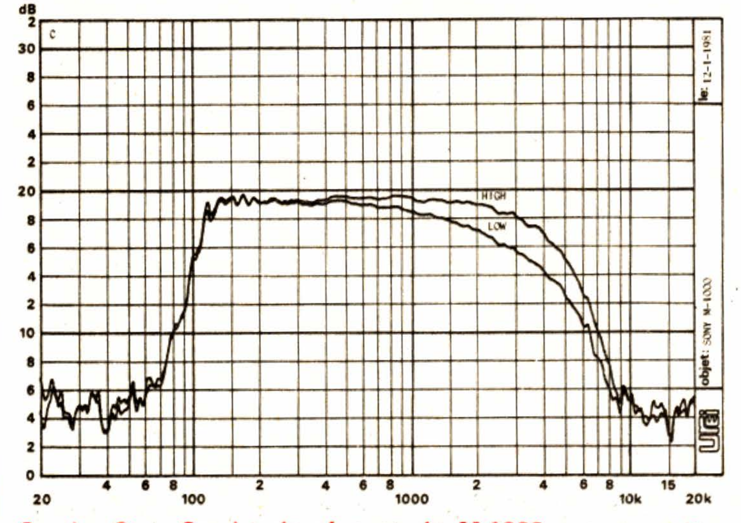
La courbe B a été relevée



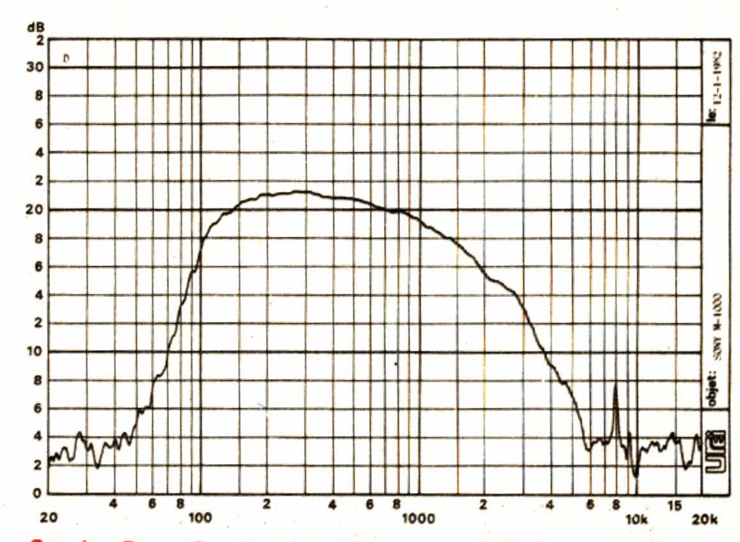
Courbe A. – Courbe de réponse enregistrement lecture avec cassette BHF sur TCS 310.



Courbe B. – Courbe de lecture d'une cassette préenregistrée.



Courbe C. – Courbe de réponse du M.1000 avec cassette MC 60 pour deux positions du correcteur.



Courbe D. – Courbe de réponse du M.1000 avec cassette MC 60.

en utilisant une cassette que nous employons pour tester les autoradios et qui porte un signal balayant la gamme de 20-20000 Hz, cassette enregistrée sur un Nakamichi 1000.

Nous avons ici pris deux courbes, celle en pointillé, correspondant à la position 70 microsecondes de l'égaliseur de lecture.

Le micro-cassette M1000 a été essayé avec deux cassettes la MC60 Sony et la MC60HF de cette même firme, une cassette récente et qui utilise un oxyde de meilleure qualité.

Le taux de pleurage et de scintillement relevé sur cette machine est, à 2,4 cm/s, de 0,7 % en mesure pondérée et, de plus de 1 % à 1,2 cm/s.

La cassette MC60 donne une distorsion par harmonique 3 de 0,7 % à 2,4 cm/s et de 1,4 % à 1,2 cm/s.

La cassette HF donne 0,2 % à 2,4 cm/s et 1 % à 1,2 cm/s. L'amélioration apportée sur ce point est importante.

Le rapport signal/bruit pondéré, avec cassette MC 60, est de 45 dB à 2,4 cm/s et de 50,5 dB à 1,2 cm/s.

Avec la cassette MC 60HF, il est de 46 dB à 2,4 cm/s et de 52 dB à 1,2 cm/s.

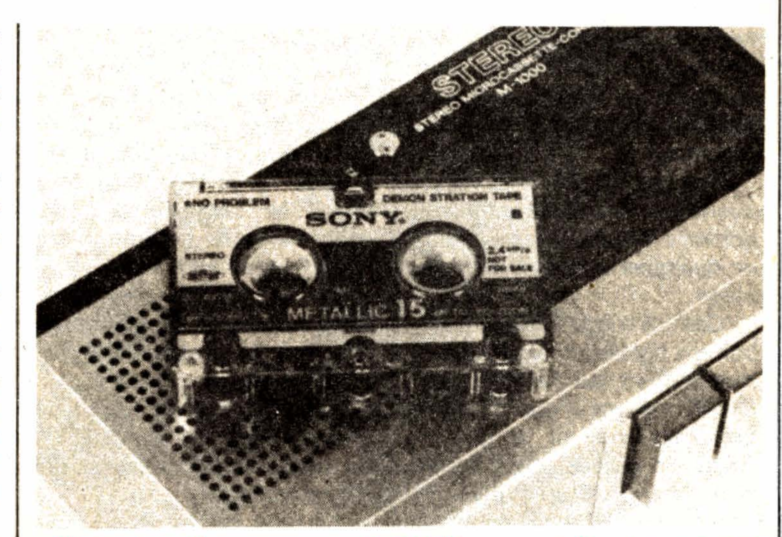
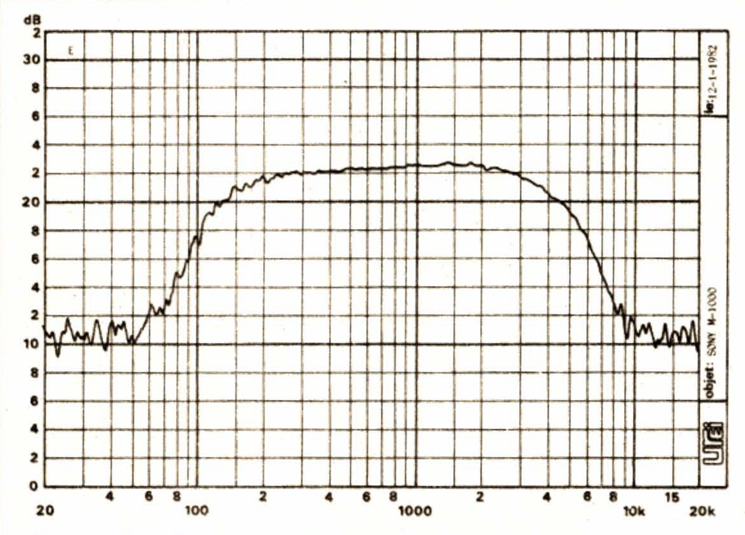
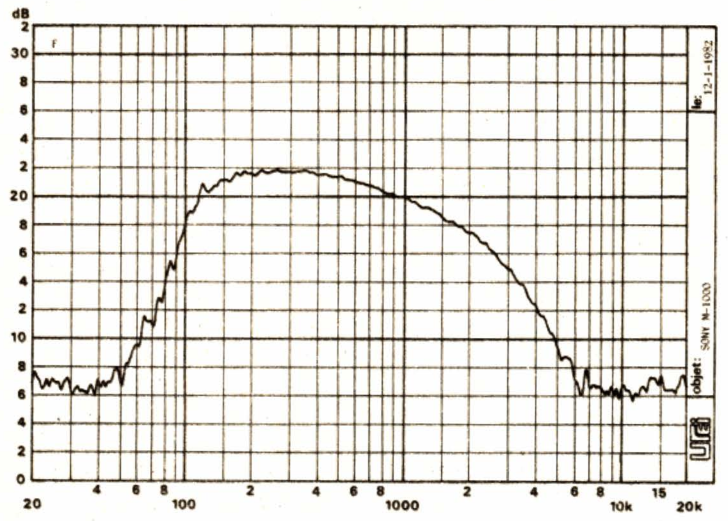


Photo A. – Une cassette métal ! Elle ne peut être lue que par cet appareil.



Courbe E. – Courbe de réponse du M.1000 avec cassette HF et 2,4 cm/s.



Courbe F. – Courbe de réponse du M.1000 avec micro-cassette HF et à 1,2 cm/s.

Les courbes C sont relevées avec la MC60, chaque courbe correspond à une position différente du commutateur de timbre.

La courbe D est relevée avec la même cassette mais à 1,2 cm/s. On assiste ici à une chute importante dans l'aigu.

La courbe E est relevée à 2,4 cm/s, cette courbe est relativement régulière et ne monte pas très haut dans l'aigu, ce qui est normal.

La dernière courbe est celle de la même cassette MC60HF à 1,2 cm/s, nous avons également une chute importante de l'aigu.

Le magnétophone à cassette M1000 est livré avec une cassette préenregistrée sur ses deux faces, il s'agit d'une cassette Métal qui assure tout de même une reproduction agréable à l'oreille. Précisons que la musique enregistrée n'est pas de celle où la dynamique est une qualité.

Le souffle s'entend entre les morceaux.

Conclusions

Le M-1000 est stéréophonique et à micro-cassette, deux éléments qui, avec la nouveauté sont en sa faveur. Si maintenant on parle caractéristiques, on se souviendra qu'une bande magnétique à 4,75 cm/s donne de meilleurs résultats qu'une autre à 2,4 cm/s. Par conséquent, la cassette classique conserve une très nette suprématie. Nous aurions aimé, pour ces deux appareils, un réducteur de bruit mais il ne faut pas oublier que ces appareils sont beaucoup moins chers qu'un magnétophone portatif prétendant enregistrer en Hi-Fi et qui coûtera de deux à trois fois plus cher, sans parler de son encombrement.

Le magnétophone à micro-cassette M-1000 est vraiment petit, la qualité de l'enregistrement est acceptable pour une musique de dynamique réduite et où une grande variété de timbres mélangés masquera les fluctuations de vitesse. Il sera intéressant si vous voulez enregistrer un concert en public, de façon discrète et rendra de très grands services pour la mise en cassette de conférences. La stéréo peut d'ailleurs rendre de grands services dans un débat où tout le monde parle en même temps... Ah oui, n'oubliez pas d'emmener des piles de rechange...

■

INITIATION A LA micro-informatique

APRES vous avoir présenté les différents circuits logiques de base et les principales caractéristiques des deux familles logiques prédominantes : la TTL et C.MOS, il nous semble utile, pour que vous puissiez vous repérer facilement, de vous donner un aperçu des références et des fonctions les plus utilisées car celles-ci deviennent peu à peu des standards.

Nous étudierons ensuite les composants opto-électroniques utilisés en micro-informatique à savoir : les afficheurs et les photocoupleurs.

Les circuits TTL «classiques»

Quasiment toutes les fonctions logiques existent en TTL comme le montre le mini catalogue de ces circuits présenté figure 1. Cependant, toutes les références ne sont pas utilisées loin de là et avec une vingtaine de « classiques » il est tout à fait possible de travailler.

Ces « classiques » sont résumés figure 2 et nous verrons dans la suite de cette étude qu'il est assez peu fréquent de faire appel à des circuits qui ne sont pas dans ce tableau. Cette façon de faire peut sembler étrange, elle est cependant explicable, au niveau industriel, par la simplification des stocks qu'elle permet de réaliser. D'autre part, il faut bien être conscient que, lorsque l'on réalise une carte utilisant des circuits logiques, l'on cherche à exploiter au mieux les boîtiers. Cela signifie qu'il est très rare que l'on rajoute, par exemple, un boîtier pour une fonction spécifique si on peut réaliser celle-ci avec des portes laissées libres dans d'autres boîtiers de la même carte, d'où l'intérêt des notions exposées dans nos deux premiers articles pour vous montrer comment réaliser des portes d'un type avec des portes d'un autre type.

De plus, cette restriction de l'étendue des TTL utilisés de façon intensive simplifie le travail du concepteur de circuits qui, à la longue, finit par connaître « par cœur » les fonctions qu'il est amené à utiliser souvent. L'inconvénient que l'on peut reprocher à cet état de fait est qu'il tend à introduire une certaine routine dans la conception des circuits, routine qui fait passer certaines personnes à côté de nouveaux boîtiers qui pourraient introduire parfois des simplifications des schémas ; mais cela n'est pas notre propos.

Cette présentation étant faite, nous allons aborder aujourd'hui l'étude des composants opto-électroniques utilisés en micro-informatique puisque ceux-ci constituent très souvent les organes de sortie d'information, au moins dans les petits systèmes informatiques ou dans les automatismes à microprocesseurs.

Généralités

Les composants opto électroniques sont principalement de deux types : les composants semi-conducteurs et les « autres ». Les composants semi-conducteurs sont ceux réalisés avec une technologie du type de celle employée pour fabriquer les transistors et les circuits intégrés et, de ce fait, ils présentent des caractéristiques et des conditions d'utilisation analogues à celles des composants électroniques classiques. Les « autres » sont les dispositifs d'affichage faisant appel à des technologies particulières telles que, par exemple, tubes à gaz, afficheurs à plasma, afficheurs à cristaux liquides, etc.

Nous allons nous attacher, aujourd'hui, à vous présenter les composants opto électroniques semi-conducteurs, étant entendu que les notions que nous allons voir seront applicables aux « autres » moyennant quelques modifications ayant lieu principalement au niveau des tensions de commande à utiliser.

Nous ne parlerons pas, dans cet article, de la visualisation de texte ou de graphique sur écran TV, cette partie ne pouvant être traitée qu'en fin de cette série d'articles car elle fait appel à des notions assez poussées en micro-informatique, et, d'autre part, un écran TV n'est pas un composant opto électronique.

Circuits intégrés TTL série 54 et 74

N° d'ordre	Fonction
00	quadruple porte ET-NON à 2 entrées
01	quadruple porte ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
02	quadruple porte OU-NON à 2 entrées
03	quadruple ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
04	sextuple inverseur
05	sextuple inverseur, collecteur ouvert
06	sextuple inverseur de puissance, collecteur ouvert
07	sextuple porte de puissance, collecteur ouvert
08	quadruple porte ET à 2 entrées
10	quadruple porte ET-NON à 3 entrées
11	triple porte ET à 3 entrées
13	double trigger à 4 entrées
14	sextuple trigger
16	sextuple inverseur de puissance, collecteur ouvert
17	sextuple porte de puissance, collecteur ouvert
20	double porte ET-NON à 4 entrées
21	double porte ET à 4 entrées
25	double porte OU-NON à 4 entrées
26	quadruple porte ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
27	triple porte OU-NON à 3 entrées
28	quadruple porte OU-NON de puissance à 2 entrées
30	porte ET-NON à 8 entrées
32	quadruple porte OU à 2 entrées
33	quadruple porte de puissance OU-NON à 2 entrées
37	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées
38	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées, collecteur ouvert
39	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées, collecteur ouvert
40	double porte ET-NON de puissance à 4 entrées
42	décodeur BCD/décimal
45	décodeur BCD/décimal sortie collecteur ouvert, haute tension
50	double porte ET-OU-NON à 2 fois 2 entrées + expans.
51	double porte ET-OU-NON à 2 fois 2 entrées
54	porte ET-OU-NON à 4 fois 2 entrées
64	porte ET-OU-NON à 4.2.3.2. entrées
73	double bascule JK-ET maître esclave
74	double bascule D
74A	double bascule D
75	quadruple bascule D
76	double bascule JK maître esclave avec RAZ
83	additionneur 4 bits avec retenue anticipée
83A	additionneur 4 bits avec retenue anticipée
85	comparateur 4 bits
86	quadruple OU exclusif à 2 entrées
90	décade asynchrone
91	registre à décalage 8 bits
92	diviseur par 12
93	compteur 4 bits asynchrone
94	registre à décalage 4 bits (entrée parallèle, sortie série)
95	registre à décalage 4 bits droite/gauche
95A	registre à décalage 4 bits droite/gauche
96	registre à décalage 5 bits
107	double bascule JK maître esclave
109	double bascule JK à déclenchement sur front montant
112	double bascule JK à déclenchement sur front descend.
113	double bascule JK à déclenchement sur front montant
116	double mémoire 4 bits avec RAZ
121	monostable
122	monostable redéclenchable avec RAZ
123	double monostable redéclenchable avec RAZ
125	quadruple porte de puissance avec sortie 3 états
126	quadruple porte de puissance avec sortie 3 états
128	quadruple porte OU-NON de puissance à 2 entrées
132	quadruple trigger de Schmitt
133	porte ET-NON à 13 entrées
134	porte ET-NON à 12 entrées et sortie 3 états
135	quadruple porte OU exclusif/OU-NON
136	quadruple OU exclusif, collecteur ouvert
138	décodeur-démultiplexeur
139	décodeur-démultiplexeur
140	double émetteur de lignes ET-NON à 4 entrées
145	décodeur BCD, décimal, avec sortie collecteur ouvert, haute tension
148	codeur de priorité à 8 entrées
150	multiplexeur 16 → 1
151	multiplexeur 8 → 1
153	double multiplexeur 4 → 1
154	décodeur/démultiplexeur 4 → 16
155	double décodeur/démultiplexeur 2 → 4
156	décodeur/démultiplexeur 2 → 4
157	quadruple démultiplexeur 2 → 1
158	quadruple démultiplexeur
160	décade synchrone 4 bits
160A	décade synchrone 4 bits
161	compteur binaire synchrone 4 bits
161A	compteur binaire synchrone 4 bits
162A	décade synchrone 4 bits
163	compteur binaire synchrone 4 bits
163A	compteur binaire synchrone 4 bits
164	registre à décalage 8 bits, sorties parallèles
165	registre à décalage 8 bits, entrées parallèles
166	registre à décalage 8 bits
168	compteur décimal, déclenchement front montant et descendant
169	compteur binaire, déclenchement front montant et descendant
170	mémoire 4 mots de 4 bits
172	double mémoire 8 bits
173	quadruple bascule D avec sortie 3 états
174	sextuple bascule D avec RAZ
175	quadruple bascule D à déclenchement sur front montant
180	générateur contrôleur de partie 8 bits
181	unité arithmétique et logique 4 bits
182	générateur de retenue anticipée
191	compteur-décompteur 4 bits synchrone
192	compteur-décompteur BCD synchrone avec entrées de prépositionnement
193	compteur-décompteur 4 bits synchrone
194	registre à décalage universel bidirect. 4 bits
194A	registre à décalage universel bidirect. 4 bits
195	registre à décalage 4 bits, entrées parallèles
195A	registre à décalage 4 bits, entrées parallèles
197	compteur binaire 4 bits à entrées de prépositionnement
199	registre à décalage 8 bits
221	double monostable avec trigger de Schmitt en entrée
240	inverseur de puissance à 3 états 8 bits
241	porte de puissance à 3 états 8 bits
242	inverseur de puissance à 3 états 8 bits
243	porte de puissance à 3 états 8 bits
244	octuple porte à 3 états 8 bits
245	octuple porte
245	octuple porte
251	multiplexeur 8 → 1 avec sorties 3 états
253	double multiplexeur 4 → 1 avec sorties 3 états
256	
257	quadruple multiplexeur 2 → 1 avec sorties 3 états
257A	
258	quadruple multiplexeur 2 → 1 avec sorties 3 états
258A	
260	double porte OU-NON à 5 entrées
266	quadruple porte OU-NON exclusif à 2 entrées
273*	octuple latch, 3 états
279	quadruple bascule RS
280	générateur contrôleur de parité 9 bits
283	additionneur 4 bits
290	décade asynchrone
293	compteur binaire 4 bits
295A	registre à décalage droite
295B	registre à décalage droite
298	quadruple multiplexeur à 2 entrées et mém.
350	registre à décalage 4 bits
363	registre 8 bits à verrouillage
364*	octuple bascule D à sortie 3 états
365	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
365A	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
366	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
366A	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
367	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
367A	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
368	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
368A	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
373*	octuple latch sortie 3 états 8 bits
374*	octuple bascule D sortie 3 états 8 bits
375	quadruple latch
377	registre à verrouillage 8 bits, sortie 3 états
378	sextuple bascule D avec validation
386	quadruple porte exclusive à 4 entrées
390	double décade
393	double compteur binaire
395	registre à décalage 4 bits, sortie 3 états
445	décodeur driver BCD décimal, collect. ouvert
490	double décade à sortie 3 états
670	mémoire 4 mots de 4 bits avec sorties 3 états

Fig. 1. – Catalogue condensé des circuits logiques TTL

Les diodes électro luminescentes

Ces composants sont à la base de tous les dispositifs opto électroniques à semi-conducteurs car, quel que soit le composant choisi, une ou plusieurs LED (Light Emitting Diode) entre dans sa conception. Point n'est besoin d'avoir fait de la micro-informatique pour connaître les LED, de très nombreux appareils tant professionnels que grand public y faisant appel comme voyants ou comme échelles lumineuses. Nous allons donc nous borner à rappeler ici les caractéristiques principales de ces diodes puisqu'elles conditionnent celle des autres composants opto électroniques.

Une LED n'est autre qu'une diode qui émet de la lumière lorsqu'elle est traversée par un courant. Cette diode s'utilise polarisée en direct, c'est-à-dire dans le sens passant, elle est donc assimilable à une diode normale. Par contre la tension à ses bornes lorsqu'elle conduit, ce que l'on appelle la tension de seuil, n'est pas de 0,6 V comme dans une diode au silicium classique mais varie entre 1,5 V et 3 V selon la couleur de la diode. Par ailleurs, et c'est là un paramètre très important qui conduit souvent à des destructions « inexplicables » de LED, la tension inverse que peut supporter une LED est généralement faible et se situe entre 3 V et 7 V.

Le courant qui doit traverser une LED pour obtenir une luminosité normale sans nuire à la vie de la diode dépend de la couleur de celle-ci. Les moins gourmandes (donc les plus lumineuses à courant égal) sont les rouges et les plus gourmandes sont les vertes et les jaunes qui demandent généralement un courant double de celui des rouges pour atteindre la même luminosité. Généralement, et en utilisation continue, les LED rouges ont un courant de fonctionnement de 10 mA et les vertes et jaunes de l'ordre de 20 mA. Il faut faire très attention à ce que ce courant direct ne dépasse pas la valeur maximum indiquée par le fabricant, valeur qui n'est généralement pas très élevée puisqu'elle se situe aux environs de 50 mA (100 mA pour les dernières LED introduites sur le marché).

Il faut encore savoir que les LED existent en trois couleurs de base : rouge, jaune et vert. Leur durée de vie, dans les conditions normales d'utilisation, est quasiment infinie à l'échelle humaine.

Enfin, pour terminer cette

PORTES CLASSIQUES	
7400	4 NAND à deux entrées
7402	4 NOR à deux entrées
7404	6 inverseurs
7406	6 inverseurs à collecteur ouvert
7407	6 buffers à collecteur ouvert
7408	4 AND à deux entrées
7410	3 NAND à trois entrées
7420	2 NAND à quatre entrées
7430	1 NAND à huit entrées
7432	4 OR à deux entrées
7486	4 OR exclusif à deux entrées
74136	4 OR exclusif à deux entrées collecteur ouvert

BASCULES CLASSIQUES	
7473	2 J-K avec RAZ et RA1
7474	2 D avec RAZ et RA1
74174	6 D
74374	8 D sorties trois états

COMPTEURS CLASSIQUES	
7490	compteur par 10
7492	compteur par 12
7493	compteur par 16
74390	2 compteurs par 10
74393	2 compteurs par 16

CIRCUITS TROIS ETATS	
74244	8 amplis 3 états unidirectionnels
74367	6 amplis 3 états unidirectionnels
74368	6 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74540	8 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74541	8 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74640	8 amplis 3 états bidirectionnels inverseurs
74645	8 amplis 3 états bidirectionnels inverseurs

Fig. 2. – Les TTL les plus fréquemment utilisés.

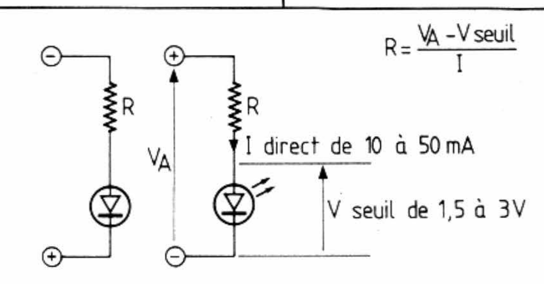
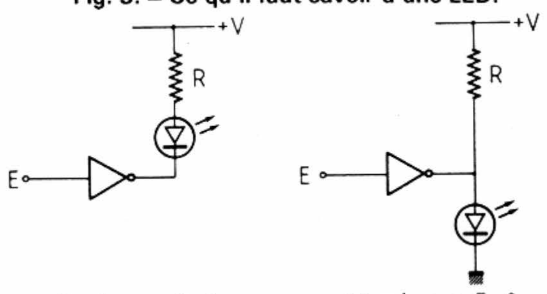
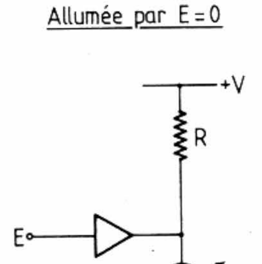


Fig. 3. – Ce qu'il faut savoir d'une LED.





Allumée par E = 0

Fig. 4. – Comment commander des LED par des circuits TTL.

$$R = \frac{V_A - V_{seuil}}{I_{LED}} \; ; \; P_R = R \times I^2_{LED}$$

présentation, sachez que les LED ont un temps de réponse très court. C'est-à-dire que le temps d'allumage et le temps d'extinction est très faible (de l'ordre de 100 µs pour les LED ordinaires) ce qui va nous être très utile pour certains composants que nous allons étudier.

La figure 3 résume les paramètres principaux d'utilisation des LED, tandis que la figure 4 montre comment commander une LED à partir de circuits TTL à collecteur ouvert.

Remarquer les quatre possibilités de connexion selon que le circuit est inverseur ou non et que l'on souhaite un allumage sur un 0 ou un 1. Le mode de calcul de la valeur et de la puissance de la résistance à mettre en série avec la LED est indiqué sur cette même figure.

Les afficheurs à LED

Après avoir vu les caractéristiques générales des LED ; il devient possible d'aborder l'étude de tous les composants opto électroniques très facilement.

Nous allons parler en premier lieu des afficheurs 7 segments que vous connaissez tous plus ou moins pour les avoir vus sur des « calculettes », sur des caisses enregistreuses de grands magasins ou encore sur les appareils de mesure à affichage digital.

Fig. 5. – Aspect d'un afficheur 7 segments et appellation des segments.

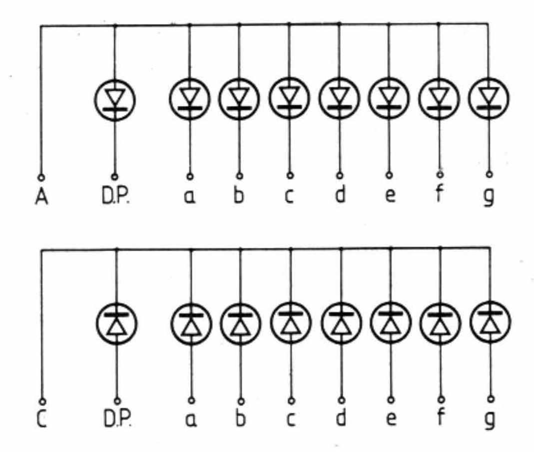


Fig. 6. – Câblage des LED des segments dans un afficheur à anodes communes et à cathodes communes.

Ces afficheurs ne sont, comme le montre la figure 5, qu'un assemblage de 7 LED en forme de bâtonnets disposés de façon à pouvoir former des chiffres plus ou moins stylisés. En conséquence, les caractéristiques de ces afficheurs sont rigoureusement identiques à celles des LED qui les composent et les conditions d'utilisation sont aussi identiques.

Pour pouvoir se comprendre, les appellations des segments ont été normalisées et les lettres de a à f indiquées sur la figure 5 sont valables quel que soit le type et le fabricant de l'afficheur 7 segments que vous pourrez avoir en mains ; avouez que, pour une fois, les choses ont été bien faites.

De plus, pour ne pas avoir à sortir 14 fils de l'afficheur, les fabricants ont décidé de rendre certains de ceux-ci commun ; ainsi trouve-t-on des afficheurs dits « à cathodes communes » ou toutes les cathodes des LED sortent sur un point commun et des afficheurs dits « à anodes communes » ou toutes les anodes sortent sur un point commun ; la figure 6 montre l'allure du « brochage » de tels afficheurs.

Nous verrons ultérieurement le pourquoi de ces deux générations d'afficheurs alors qu'à priori un seul type aurait pu suffir.

La commande de ces afficheurs peut, par contre, poser quelques problèmes, en effet, nous avons vu que la logique nous permettait de compter et d'exprimer des nombres en binaire (voir nos précédents articles) par contre, comme le montre la figure 7, l'allumage des segments correspondants à un chiffre donné n'a rien à voir avec du binaire. De plus, nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que la commande de LED avec des circuits TTL nécessitait l'emploi de portes à collecteur ouvert. Toutes ces considérations ont amené les constructeurs de CI à mettre sur le marché des circuits spécialisés appelés décodeurs BCD – 7 segments ou décodeurs binaire – 7 segments. Le plus répandu est le 7447 en TTL dont nous donnons, figure 8, la table de vérité et le mode de connexion. Nous voyons que ce circuit est à même de réaliser seul le transcodage entre un code binaire et les segments à allumer pour représenter le

	SEGMENTS A ALLUMER						
Chiffre	a	b	c	d	e	f	g
0	×	×	×	×	×	×	–
1	–	×	×	–	–	–	–
2	×	×	–	×	×	–	×
3	×	×	×	×	–	–	×
4	–	×	×	–	–	×	×
5	×	–	×	×	–	×	×
6	–	–	×	×	×	×	×
7	×	×	×	–	–	–	–
8	×	×	×	×	×	×	×
9	×	×	×	×	–	×	×

× = segment allumé

Fig. 7. – Table de vérité des segments à allumer pour représenter un chiffre de 0 à 9.

chiffre ainsi exprimé, d'autre part, il dispose de sorties à collecteur ouvert autorisant une liaison directe avec des afficheurs à anodes communes. Des entrées autres sont aussi prévues :

– LT ou Lamp Test qui permet de vérifier le fonctionnement de l'afficheur en allumant tous les segments.

– BI et RBI (Blanking Input et Ripple Blanking Input) qui permettent, dans un affichage à plusieurs chiffres, d'éliminer automatiquement les zéro non significatifs en début d'affichage.

Nous avons donné ce circuit en exemple car nous verrons que ses possibilités se retrouvent sur de nombreux circuits LSI et même sur certains microprocesseurs spécialisés lorsqu'il y a une commande d'affichage à réaliser.

Les quelques lignes qui précèdent nous suffisent en matière de connaissances à avoir concernant les afficheurs 7 segments. En effet, les seules différences existant entre les différents modèles proposés sur le marché ne portent pas sur ces caractéristiques de base mais essentiellement sur la taille, le groupement par deux ou plusieurs chiffres, la couleur et le brochage.

Précisons, avant de poursuivre, qu'un afficheur 7 segments en comporte généralement... 8 car de très nombreux afficheurs disposent d'un point décimal. Ce segment supplémentaire est câblé comme les autres (anode ou cathode commune) et son autre électrode est accessible sur une patte généralement appelée DP (pour Decimal Point).

Nous avons parlé ci-avant de la possibilité de grouper plusieurs afficheurs dans un même boîtier. Si vous vous procurez de tels composants, vous pourrez être amené à constater, selon le modèle choisi, que tous les segments de même nom des différents chiffres sont reliés entre eux comme le montre à titre d'exemple la figure 9. Cela nous conduit à parler de la notion d'affichage multiplexé.

Affichage multiplexé

Considérons la figure 10 sur laquelle nous avons représenté un affichage à quatre chiffres. Nous constatons qu'il faut réaliser, entre les afficheurs et l'électronique de

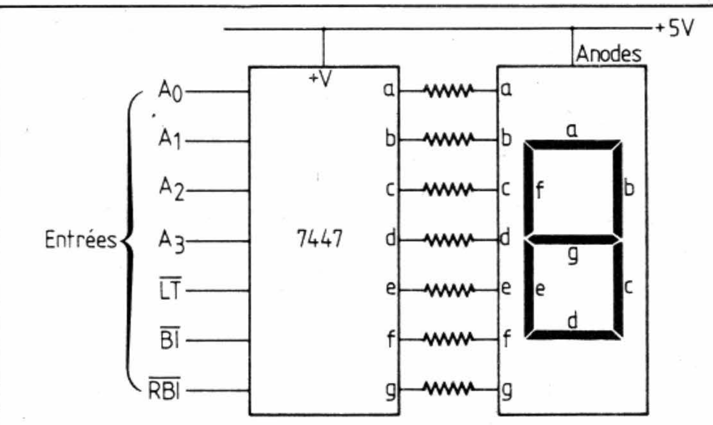


Fig. 8. – Table de vérité du 7447 et schéma d'utilisation.

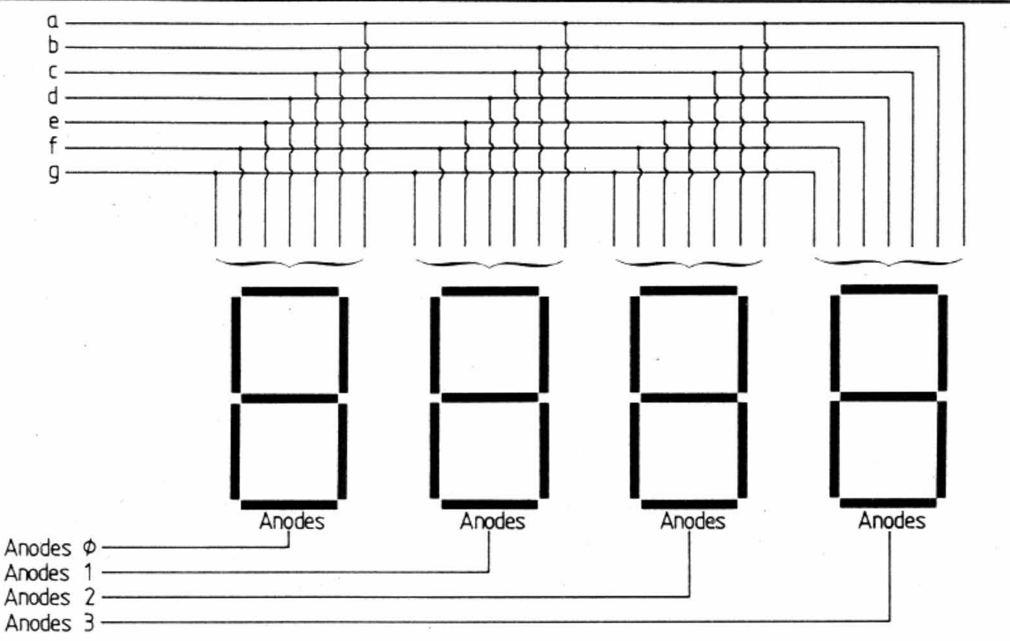


Fig. 9. – Câblage interne d'un afficheur pour affichage multiplexé ; en exemple un 4 chiffres à anodes communes.

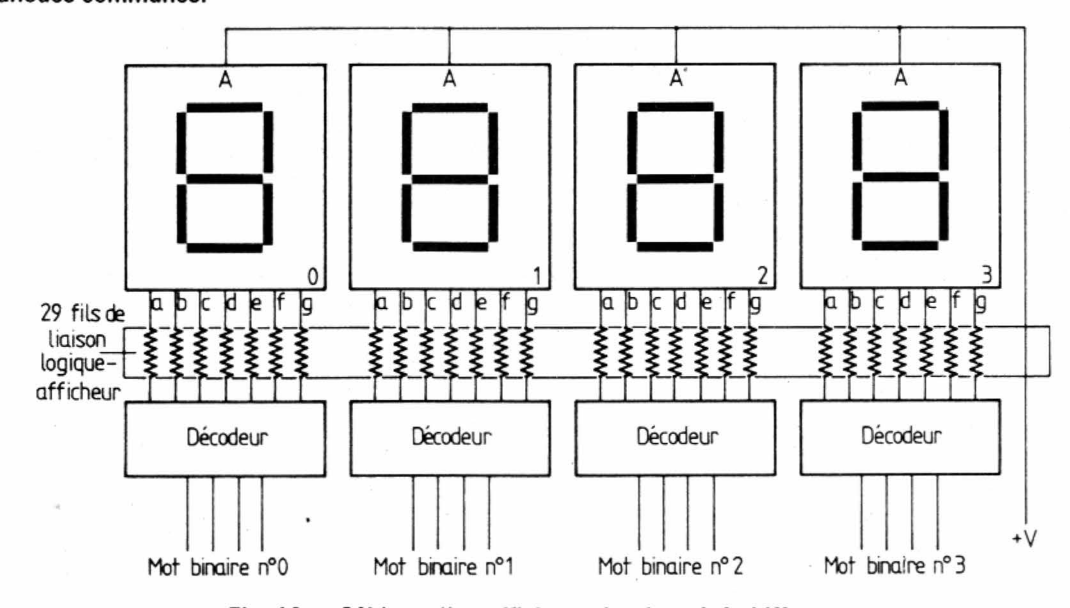


Fig. 10. – Câblage d'un afficheur classique à 4 chiffres.

commande, 29 liaisons. C'est beaucoup, de plus, il faut prévoir un décodeur binaire – 7 segments par chiffre à afficher ; c'est encore beaucoup, cela occupe de la place et consomme du courant.

Ces remarques, si elles ne sont pas trop graves au niveau d'un affichage à quatre chiffres, deviennent impressionnantes si l'on pense aux afficheurs de calculatrices qui comportent jusqu'à 12 chiffres (soit, dans le cas précédent, 85 fils de liaison et 12 circuits de décodage binaire – 7 segments !).

Pour pallier ces inconvénients, le mode d'affichage multiplexé est quasi universellement adopté à partir de trois ou quatre chiffres en raison de la simplification du câblage (et donc du dessin du circuit imprimé) qu'il apporte. De plus, dans le cas de circuits LSI tels ceux des calculatrices par exemple, où il faut piloter douze chiffres. Il serait impossible de réaliser le boîtier de ceux-ci pour un affichage conventionnel puisque le nombre maximum de pattes qu'il est possible de placer sur un boîtier de CI actuel est de 64.

Le principe d'un tel affichage est relativement simple à assimiler une fois que l'on sait que :

– Les LED ont un temps de réponse très court (voir ci-avant).

– L'œil humain n'est pas parfait, ce qui fait que l'on peut bénéficier du phénomène de persistance des impressions rétiniennes ; à savoir que, une image, même fugitive, qui se répète toutes les 20 ms nous semblera continue.

Dès lors, il devient possible de comprendre le fonctionnement d'un affichage multiplexé tel celui présenté figure 11. Nous y voyons le circuit qui génère les codes binaires à afficher, suivi d'un commutateur (électronique bien sûr) qui présente successivement ces codes à un seul et unique décodeur binaire – 7 segments ; d'autre part, un autre commutateur fonctionnant en synchronisme avec le précédent, commande l'alimentation des afficheurs.

Le fonctionnement de l'ensemble se passe comme suit :

– Au temps T_0, les deux commutateurs sont en position 0 et l'afficheur 0 est alimenté ; par ailleurs, le décodeur reçoit le code du chiffre

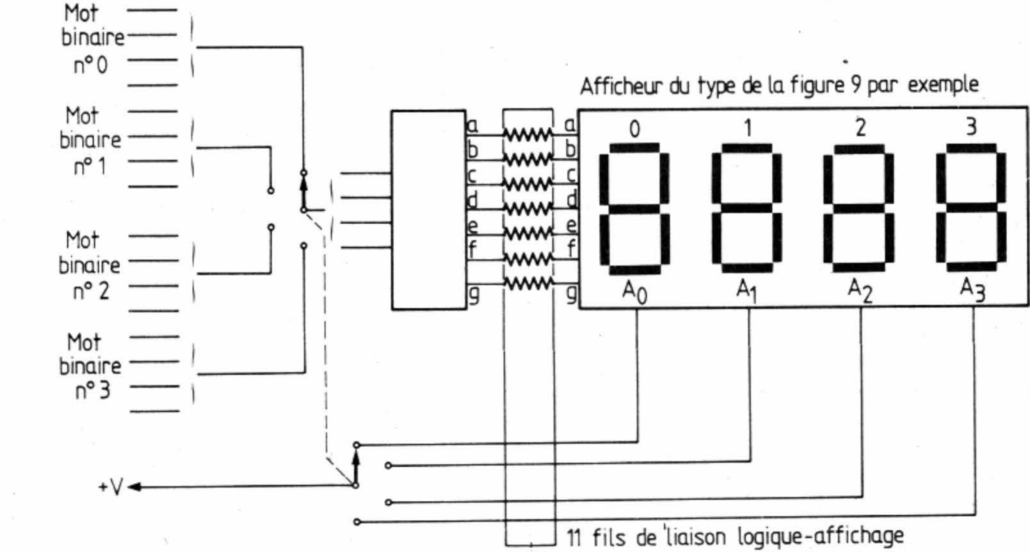


Fig. 11. – Câblage d'un affichage multiplexé à 4 chiffres.

Decimal ou Fonction	ENTREES							SORTIES						
	$\overline{LT}$	$\overline{RBI}$	A_3	A_3	A_1	A_0	$\overline{BI/RBO}$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{c}$	$\overline{d}$	$\overline{e}$	$\overline{f}$	$\overline{g}$
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L
6	H	X	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L
10	H	X	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
11	H	X	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L
12	H	X	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L
13	H	X	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L
14	H	X	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L
15	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{BI}$	X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{RBI}$	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{LT}$	L	X	X	X	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L

Fig. 10. Câblage d'un afficheur classique à 4 chiffres.

à afficher en position 0, ce chiffre est donc affiché sur l'afficheur 0.

– Au temps T_1, le commutateur passe en position 1, l'afficheur 1 est donc alimenté et le décodeur reçoit le code correspondant au chiffre à afficher en position 1, ce chiffre apparaît donc sur l'afficheur 1.

– Et ainsi de suite pour les positions 2 et 3 du commutateur.

– Arrivé en 3, le commutateur repasse à 0 et un nouveau cycle peut commencer.

Nous constatons donc qu'un seul afficheur est alimenté à un instant donné ce qui nous permet de relier les segments homologués entre eux puisque seul l'afficheur concerné par le code présent sur ces lignes de segments

sera alimenté. Cela implique, par contre, de réaliser la « rotation » du commutateur suffisamment vite pour qu'un cycle complet se déroule en moins de 20 ms. Dans le cas contraire, nous aurions un papillotement désagréable de l'affichage. Cette contrainte est aisée à respecter, même pour les affichages à une vingtaine de chiffres en raison de la vitesse de réponse des diodes électro luminescentes.

Si l'on compare un affichage multiplexé de ce type à un affichage classique tel celui évoqué ci-avant pour notre calculatrice à douze chiffres, le gain est évident puisque de 85 fils et 12 décodeurs on tombe à 19 fils (7 segments + 12 fils d'anodes ou cathodes communes) et 1 décodeur.

Mais, direz-vous, cela complique le circuit logique qui fournit les données à l'affichage puisqu'il faut qu'il dispose des commutateurs électroniques dont nous venons de parler. C'est exact, mais ces commutateurs ne sont rien d'autre que des multiplexeurs qui existent tout intégrés comme nous l'avons vu dans un précédent numéro. D'autre part, et dans le domaine qui nous intéresse dans cette série d'articles ; il faut savoir que la grande majorité des circuits LSI sont prévus pour un affichage multiplexé et que la connexion d'un afficheur est alors très simple comme le montre la figure 12 à titre d'exemple.

Nous avons résolu, avec ce principe, le problème posé par l'affichage de très longs nombres ; par contre, un problème se pose lorsque l'on veut afficher du texte. Il est en effet difficile de faire des lettres lisibles avec un afficheur 7 segments. Pour ce faire existent des afficheurs à matrice de points dont nous allons vous dire quelques mots.

Les afficheurs à matrices de points

Ces afficheurs font encore appel à des LED mais celles-ci sont de très petite taille et sont disposées en matrices comme le montre la figure 13. Dès lors, on comprend très bien qu'en allumant que certaines LED dans cette matrice, il soit possible de former tous les symboles désirés et, entre autres, les lettres de l'alphabet. La qualité du graphisme de ces symboles ne dépend que du nombre de points dans la matrice.

Pour simplifier la conception interne de tels afficheurs, tous les points de connexion des LED ne sont pas accessibles ; celles-ci sont en effet câblées en mailles comme le montre la figure 13 et, pour faire allumer la LED repérée par une astérisque, il faudra mettre la ligne 3 à une tension positive et la colonne 2 à la masse. Comme de telles opérations seraient délicates à réaliser au moyen de composants externes, ces afficheurs contiennent quasiment toujours un décodeur approprié sur lequel l'utilisateur n'a qu'à appliquer un code correspondant au symbole à visualiser pour faire apparaître celui-ci. Comme nous le verrons, il existe des codes normalisés qui simplifient encore ce travail. La structure de ces afficheurs permet comme les 7 segments, de les utiliser en mode multiplexé selon le même principe, ainsi trouve-t-on des barrettes capables d'afficher, par exemple 20, 40 ou 80 caractères alphabétiques réalisées selon ce principe de matrices de points.

Les autres afficheurs

Nous n'allons pas détailler ici tous les types d'afficheurs existant technologiquement parlant, d'autant plus que, par exemple, le principe d'un afficheur multiplexé est le même, que l'afficheur soit à LED, à gaz ou à plasma, seules les tensions à appliquer changent. Nous nous en tiendrons donc là, notre but étant de vous initier à la micro informatique et non de faire de vous des spécialistes de l'opto électronique.

Nous allons, par contre, étudier un composant opto électronique qui est très utilisé en micro informatique : le photocoupleur.

Les photocoupleurs

Ces composants qui existent depuis de nombreuses années sont méconnus du grand public et nous avouons ne pas comprendre pourquoi ; ils sont en effet peu

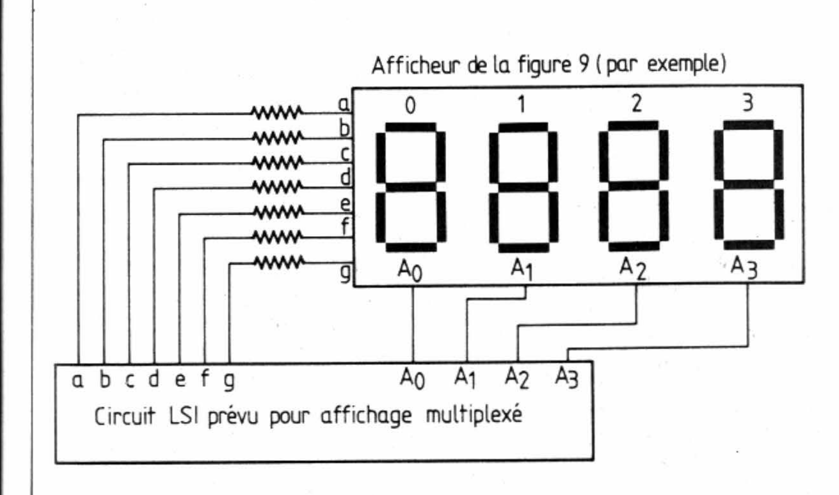


Fig. 12. – Si l'afficheur doit être connecté à un circuit prévu pour l'affichage multiplexé, le schéma devient extrêmement simple.

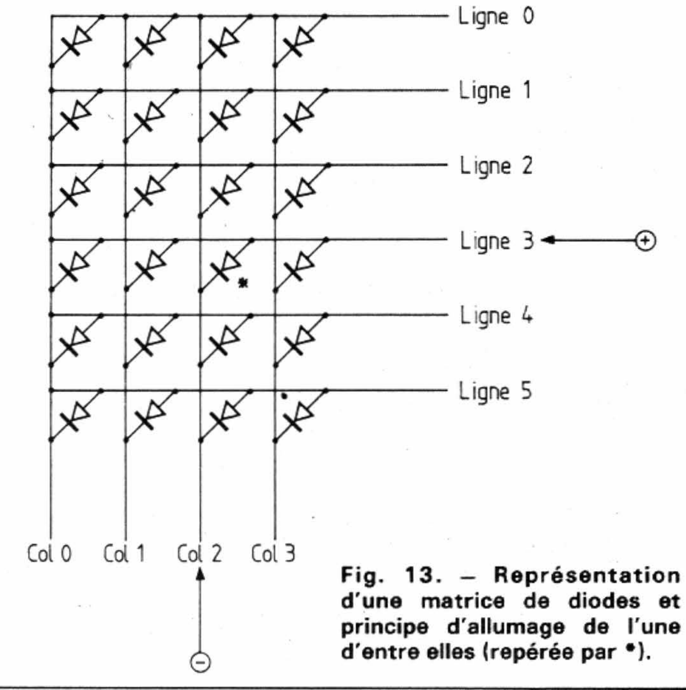


Fig. 13. – Représentation d'une matrice de diodes et principe d'allumage de l'une d'entre elles (repérée par *).

coûteux (6 F pour un photocoupleur ordinaire), peu fragiles, simples d'emploi et présentent des caractéristiques très intéressantes, même pour les modèles de bas de gamme.

Un photocoupleur n'est rien d'autre qu'une diode électroluminescente placée en face d'un phototransistor (c'est-à-dire d'un transistor sensible à la lumière) ou d'une photodiode (idem mais avec une diode) ; le tout étant enfermé dans un boîtier étanche à la lumière pour soustraire le phototransistor à toute influence externe.

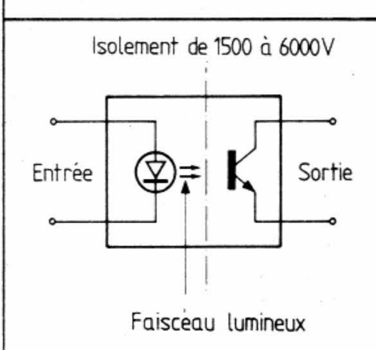


Fig. 14. – Aspect d'un photocoupleur.

Le fonctionnement est aussi simple que la conception : lorsque la diode est éteinte, c'est-à-dire lorsqu'elle n'est traversée par aucun courant, le phototransistor ou la photodiode est bloqué et il ne peut passer aucun courant entre son émetteur et son collecteur ; au fur et à mesure que l'on fait croître le courant dans la diode, elle s'illumine de plus en plus vivement et l'espace collecteur émetteur du phototransistor devient de plus en plus conducteur.

On a donc transmis une information au moyen d'un faisceau lumineux, c'est-à-dire sans liaison électrique entre deux circuits comme le montre la figure 14 représentant ce composant. Il faut savoir que, grâce à la technologie de réalisation, il est possible sur les photocoupleurs ordinaires (en boîtiers DIL, c'est-à-dire en boîtiers de circuits intégrés classiques) d'obtenir un isolement entre entrée et sortie de 1 500 V, et un petit effort au niveau du choix du boîtier permet de trouver des photocoupleurs avec un isolement de 6 000 V entre entrée et sortie.

Ces composants sont donc très utilisés en micro-informatique et en automatismes à base de microprocesseurs car ils permettent, à très peu de frais d'isoler de l'électronique « fragile » des circuits pouvant véhiculer des tensions dangereuses.

Cette possibilité d'isolement en tension est également très utile lorsque l'on doit connecter sur un même calculateur des éléments ne devant pas avoir de liaison de masse commune comme le montre la figure 15.

Par ailleurs, la très grande rapidité des diodes LED permet de concevoir des photocoupleurs dont la vitesse de travail s'échelonne entre 3 kHz pour les modèles bas de gamme jusqu'à 10 MHz pour les types les plus rapides actuellement sur le marché.

Pour compléter cet exposé, précisons qu'il existe de très nombreuses formes de photocoupleurs puisque l'organe de sortie peut être : une diode, un transistor, un darlington (transistor à très grand gain), une porte logique, un thyristor, etc.

Le dernier paramètre dont nous n'avons pas encore parlé est le coefficient de transmission c'est-à-dire ce qui définit le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée. Celui-ci est directement lié à l'organe de sortie puisqu'il varie de 7 % pour les « vieux » modèles à diodes jusqu'à 700 % pour les photocoupleurs à portes logiques intégrées. En d'autres termes cela signifie que pour un courant de commande de 1 mA, il sera possible en sortie de fournir 0,07 mA dans le premier cas (7 %) mais 7 mA dans le deuxième cas soit un gain de 7 !

Afin de fixer les idées quant aux performances ; le tableau de la figure 16 présente quelques types classiques de photocoupleurs extraits du catalogue Helwett Packard. On appréciera en particulier le HCPL 2630 qui est double et qui, malgré sa vitesse de travail de 10 MHz, présente un coefficient de transfert de 700 % et un isolement de 3 000 V ! Essayez d'en faire autant par d'autres moyens et nous vous promettons un brillant avenir en électronique !

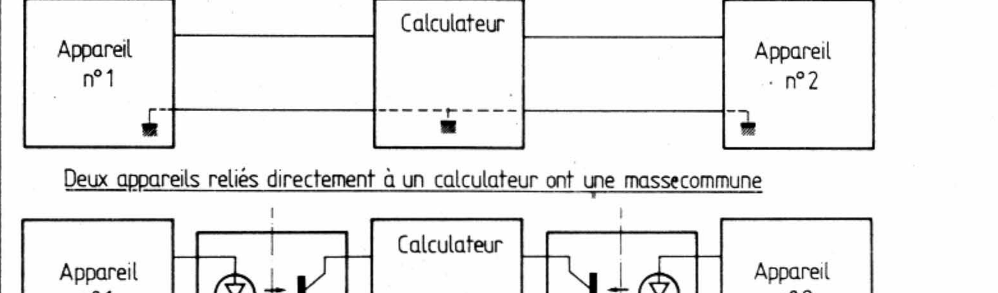


Fig. 15. – Utilisation de photocoupleurs pour liaisons d'appareils ne devant pas avoir de masse commune.

TYPE	NOMBRE PAR BOITIER	SORTIE	VITESSE	TRANSFERT	COURANT D'ENTREE	ISOLEMENT
6N135	1	transistor	1 MHz	7 %	16 mA	3 000 V
6N137	1	porte TTL	10 MHz	700 %	5 mA	3 000 V
HCPL 2630	2	portes TTL	10 MHz	700 %	5 mA	3 000 V
4N46	1	Darlington	3 kHz	350 %	0,5 mA	3 000 V
6N134	2	portes TTL	10 MHz	400 %	10 mA	1 500 V
HCPL2770	4	portes TTL	300 kHz	300 %	0,5 mA	1 500 V

Fig. 16. – Un petit extrait du catalogue Helwett Packard (à titre d'exemple) montrant ce que l'on peut faire en photocoupleurs.

Conclusion

Nous nous arrêterons là pour cette présentation des composants opto électronique compte tenu de la vocation micro-informatique de notre série d'articles.

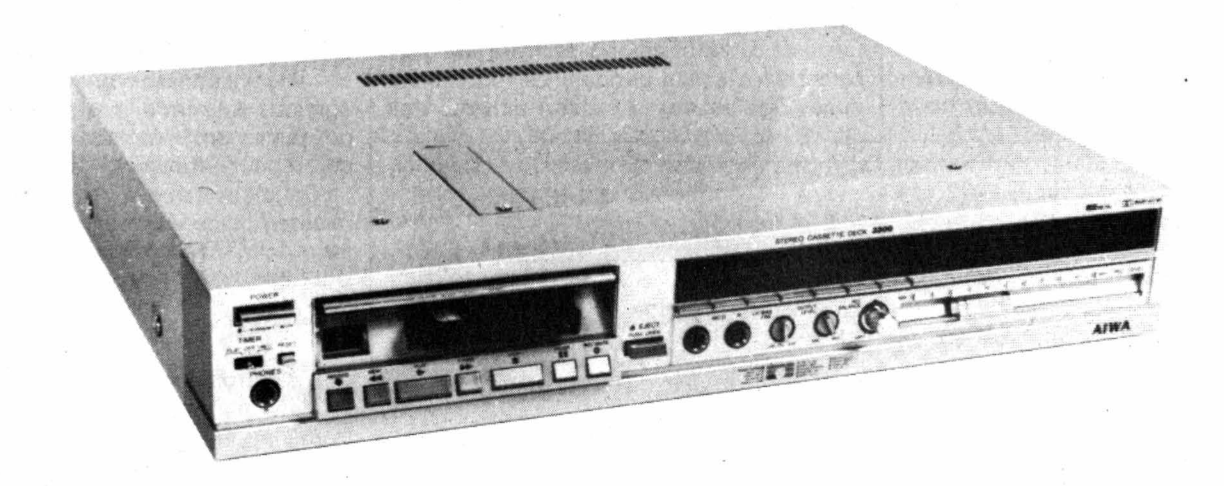
Le mois prochain nous entrerons dans le vif du sujet en commençant à parler d'hexadécimal, d'adresses, de données, de bus et de mémoires : tout un programme !

(A suivre...)

C. TAVERNIER

LE MAGNETOPHONE A CASSETTES

AIWA AD_3300_E



AÏWA est un des champions de la mini-chaîne, celle qu'il propose est à un prix abordable, ce qui n'était certainement pas le cas de ses concurrentes au moment où cette mini-chaîne fit son apparition sur le marché de l'audio. Aïwa poursuit parallèlement le développement de produits divers centrés sur la musique, quelle soit portative ou destinée à l'équipement domestique.

Le magnétophone que nous vous présentons aujourd'hui n'est pas un mini, pourtant, sur le plan de l'esthétique, il apporte une certaine innovation puisqu'il est particulièrement mince. Son chargement est frontal, la cassette étant prise en charge par un mécanisme assisté électriquement. Cette technique n'est pas sans rappeler celle utilisée dans certains magnétophones de la firme où la cassette était posée sur un chariot et partait vers les entrailles du magnétophone... Comme l'AD 3300 E est un magnétophone moderne, il a été doté d'un réducteur de bruit de type Dolby C, mais ce n'est pas tout et vous allez le découvrir avec nous.

Présentation

L'AD 3300 E d'Aiwa a subi une cure d'amaigrissement prolongée à moins qu'il ne s'agisse simplement d'un passage au laminoir...

Il ne mesure en effet que 7 centimètres de hauteur, si l'on ne compte pas les pieds. On a donc été obligé de placer la cassette horizontalement, ce qui a nécessité la confection d'une mécanique un peu spéciale qui s'apparente à celle des auto-radios. Une autre technique déjà rencontrée et permettant de réduire sensiblement la hauteur consiste à faire appel à un tiroir, solution utilisée chez d'autres constructeurs.

Comme la hauteur de la cassette est faible, on a pu placer le clavier immédiatement sous la fente. Un volet transparent protège le logement des poussières, il abrite un compteur que l'on voit d'ailleurs assez mal et qui aurait mérité la douce lumière d'une ampoule à incandescence...

Une bande noire abrite deux indicateurs à diodes électroluminescentes vertes, jaunes et rouges. Un peu au-dessous, quelques touches commandent la sélection de la bande et d'autres fonctions. Un potentiomètre linéaire, à longue course, servira à ajuster le niveau d'enregistrement.

L'appareil est capable de traiter trois types de bande , le type III a disparu, ce que nous regretterons. Nous n'avons pas ici de reconnaissance automatique du type de bande, autre regret, d'autant plus qu'Aïwa a toujours eu le souci de la maniabilité.

La commutation du type de bande est signalée par l'allumage d'un voyant. Un réglage fin est permis par un potentiomètre de prémagnétisation, ce réglage fin ne concerne que les bandes de type I. Une petite étiquette mentionne la position exigée pour différents types de bande.

Le potentiomètre de réglage de volume est accompagné d'un bouton rotatif permettant de faire la balance gauche/droite.

Sur ce magnétophone, le constructeur a prévu un dispositif original qui est un préréglage de niveau d'enregistrement pour un tuner. A cet effet, on utilise une commutation de sensibilité de l'entrée ligne, réglée par un potentiomètre situé à l'arrière. Pour éviter une manipulation supplémentaire, le constructeur a couplé cette commande à la mise en service du filtre multiplex, filtre que l'on utilise uniquement pour les tuners MF stéréo. Pour la modulation d'amplitude, on fera ce que l'on voudra...

Aiwa, toujours astucieux, a prévu également un démarrage automatique du magnétophone à partir d'un tourne-disque équipé d'un contact. Ainsi, on n'aura pas à commander son magnétophone.

L'enregistrement et la lecture automatiques, à partir d'une minuterie, ont été prévus, un petit commutateur à deux positions que l'on rencontre aujourd'hui sur la plupart des magnétophones est là.

Une prise, située à l'arrière de l'amplificateur, permet une commande à distance des fonctions habituelles.

Enfin, l'indicateur de niveau peut se transformer en indicateur de durée de bande.

Etude technique

La mécanique est une monomoteur. Le moteur, à génératrice tachymétrique et circuit de régulation de vitesse intégré, entraîne une courroie qui va sur deux volants d'inertie tournant en sens contraire. Ces deux volants permettent une inertie relativement importante sans que le diamètre du volant gêne la miniaturisation de la mécanique.

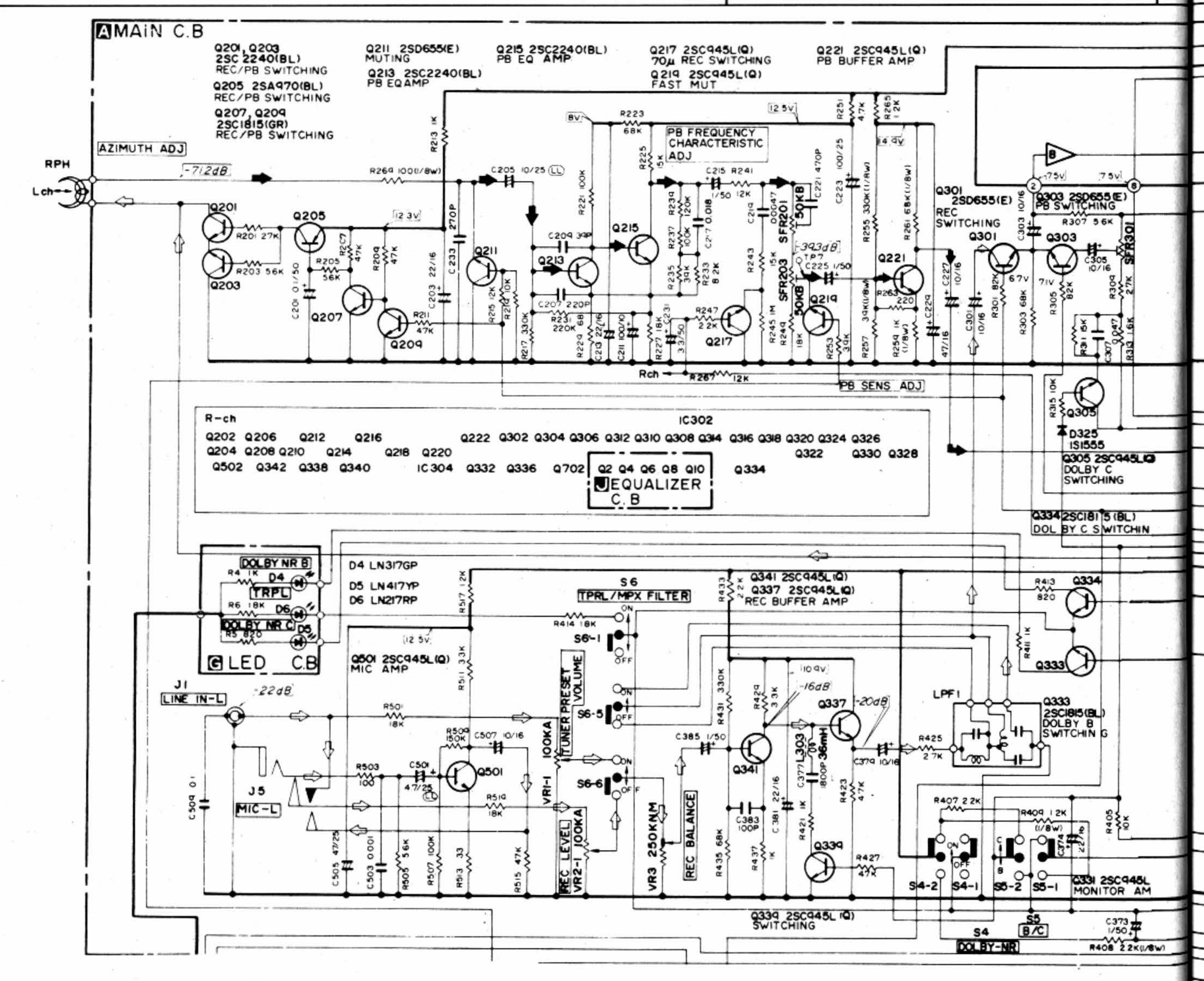
Le bloc de têtes est monté sur une masse en alliage moulé, le reste de la mécanique est usiné dans de la tôle d'acier. Cette technique permet de bénéficier de la stabilité nécessaire à une lecture correcte des bandes. Le moteur assure également l'entraînement des bobines par l'intermédiaire de pignons, il sert aussi à la mise en place assistée de la cassette. En cas de panne de courant, il ne sera pas possible d'enlever la cassette, ce que nous attendions. Si le mécanisme tombe en panne, on dispose toutefois d'une commande de secours qui est un poussoir sur lequel on pourra agir par tournevis interposé. En fait, ce poussoir vient remplacer un transistor qui aurait peut-être rendu l'âme...

Ce mécanisme offre une douceur de mise en place de la cassette, ce que l'on (et qu'elle !) appréciera.

Fig. 1. – Le système d'indication de durée analogique.

L'électronique

L'électronique de cet appareil se divise en deux parties, une partie audio où l'on traite les signaux et une partie logique, où sont réunies les commandes.



La platine logique est assez simple. En effet, toutes les fonctions ont été concentrées dans un unique circuit intégré, un BA 843 qui reçoit d'un côté toutes les informations du clavier et qui, de l'autre va donner ses ordres en les ayant mémorisés.

Le circuit intégré n'assure tout de même pas les fonctions de commande, la sortie se fait sous une puissance réduite, ce qui oblige à utiliser des transistors qui vont commander les électro-aimants ou d'autres transistors.

Le circuit intégré de commande assure la sécurité des diverses fonctions, par exemple pour l'enregistrement, deux ordres doivent être envoyés, un de lecture et un d'enregistrement.

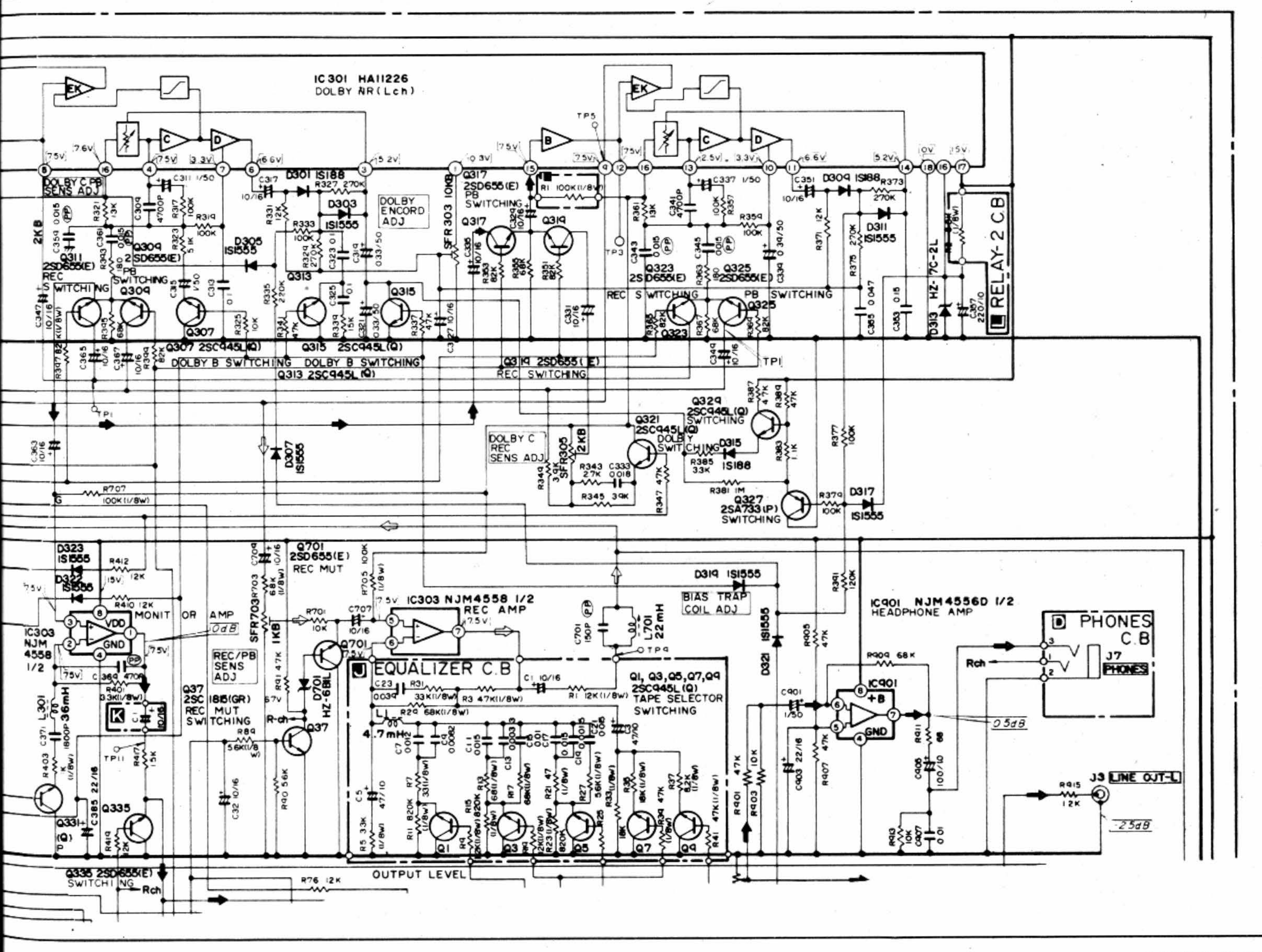
La détection d'arrêt en fin de cassette est confiée à un détecteur à effet Hall. Ce détecteur comporte un aimant qui tourne devant le capteur. Ce dernier est un composant à trois fils, deux d'alimentation, un de sortie.

La sortie de ce détecteur est utilisée une fois pour la commande de l'arrêt automatique. Cette commande n'est pas intégrée au circuit de logique du clavier, aussi, cette fonction a été ajoutée en composants discrets : un amplificateur détecteur à transistors transforme les signaux périodiques du capteur, en une tension continue appliquée sur l'entrée d'arrêt du circuit logique.

La vitesse de rotation de la bobine réceptrice ou débitrice d'une cassette donne une information sur la quantité de bande restant dans la cassette. Lorsque le diamètre d'enroulement est petit, la vitesse angulaire de la cassette est plus élevée que lorsque le diamètre est grand. Cette information de vitesse est ici exploitée, pour indiquer approximativement à l'utilisateur, la quantité de bande restante. Cette technique n'est d'ailleurs pas nouvelle, nous l'avons déjà rencontrée chez Nakamichi, sur le 550, elle est simple et pourtant peu utilisée, bien que très intéressante.

La figure 1 donne le schéma utilisé par Aiwa, un schéma assez simple. En l'absence de rotation, le transistor Q_5 est saturé par sa résistance de base R_7. Cette base reçoit des impulsions issues de la dérivation d'un signal rectangulaire, généré par le circuit intégré à effet Hall.

La dérivation est due à C_9. Ces impulsions se retrouvent amplifiées par Q_5 qui se sature pendant les fronts négatifs du signal rectangulaire. Cette impulsion charge le condensateur C_{10} à travers la jonction base-émetteur de Q_6. L'impulsion terminée, Q_5 se bloque, sa tension



de collecteur passe à zéro et la tension de charge de C_{10} (approximativement la tension d'alimentation) est transmise à la base de Q_6 qui se sature, C_{10} se décharge alors dans R_9. Les constantes de temps sont telles que la surface de l'impulsion est constante, ce qui reste valable tant que les impulsions ne sont pas trop rapprochées. Plus il y a d'impulsions et plus la tension moyenne de collecteur de Q_6 est grande. Cette tension est intégrée par un circuit RC : R_{11}/C_{11}, un transistor filtre la tension. Deux transistors complémentaires permettent de décharger le condensateur C_{11} pendant l'arrêt ou l'avance et le retour rapides.

La tension d'émetteur de Q_7 va ensuite vers un indicateur à échelle de diodes électroluminescentes. Cet indicateur est en réalité un double module sur lequel on trouve les diodes et aussi les circuits intégrés de commande.

Ce module offre deux entrées pour les tensions de référence qui vont polariser les comparateurs. Une autre entrée servira à l'amenée de la tension à mesurer et deux broches permettront d'amener la tension d'alimentation. Cette conception d'afficheur à décodeur intégré a été permise par une fabrication en grande série. Le vumètre à diodes LED devient ici un indicateur de niveau, composant comme un simple vumètre à aiguille...

Le circuit de mesure audio, associé à cet indicateur, utilise un circuit intégré de traitement du niveau audio, un circuit qui assure la détection du signal et la compression, permettant de disposer d'une échelle de niveau logarithmique.

Les circuits audio

Ces circuits audio sont d'une structure classique mais associés à une commutation exclusivement basée sur l'emploi de transistors employés en commutation.

Dans ce magnétophone, plus de 70 transistors sont employés en commutation. Cette commutation concerne des circuits de silencieux audio, des silencieux sont des interrupteurs qui mettent à la masse le signal audio.

Nous avons également des commutateurs série, cette fois, le signal audio traverse le transistor dont seule la jonction base-émetteur est traversée par un courant continu.

On remarquera également qu'ici, beaucoup de transistors de commutation sont polarisés d'une façon peu traditionnelle, en effet, on injecte un courant dans la jonction base-collecteur à la place de celle base/émetteur.

Dès l'entrée du montage, nous trouvons, sur la tête enregistrement/lecture, une commutation par Q 201 et Q 203. Ici le circuit de commutation n'utilise pas moins de 5 transistors, Q 205 étant là pour assurer le filtrage de la tension de commande des deux éléments de commutation. Ici Q 204 est simplement utilisé en inverseur.

Q 211, Q 219, Q 701, Q 315, Q 335 sont utilisés en silencieux.

Autour du circuit intégré Dolby, nous trouvons une série de commutateurs qui permettent de modifier les commutations pour l'enregistrement ou la lecture. En effet, le Dolby C demande une commutation enregistrement/lecture plus complexe que le Dolby B, il faut par conséquent davantage de circuits de commutation, et par conséquent, un commutateur mécanique aurait été relativement complexe et aurait demandé pour sa commande, soit une tringlerie, soit un électro-aimant assez massif.

Parmi les commutations, nous trouverons celles de correction en fonction du type de bande : par exemple Q_1 à Q_9 du circuit Equalizer CB ou encore Q339 qui introduit un circuit accordé série à 19 kHz lorsque le Dolby C est en route.

Nous trouverons également, autour du circuit intégré Dolby, des commutations de constante de temps ou de gain selon que l'on utilise le Dolby B ou le Dolby C. La formule de commutation par transistor est ici pleinement justifiée, un seul fil permettant de commander toutes les commutations d'une fonction. Le réducteur de bruit comporte un certain nombre de commutations, de même que les circuits d'enregistrement et de lecture.

Sur le plan électronique, purement audio, nous avons ici une formule basée sur des composants discrets.

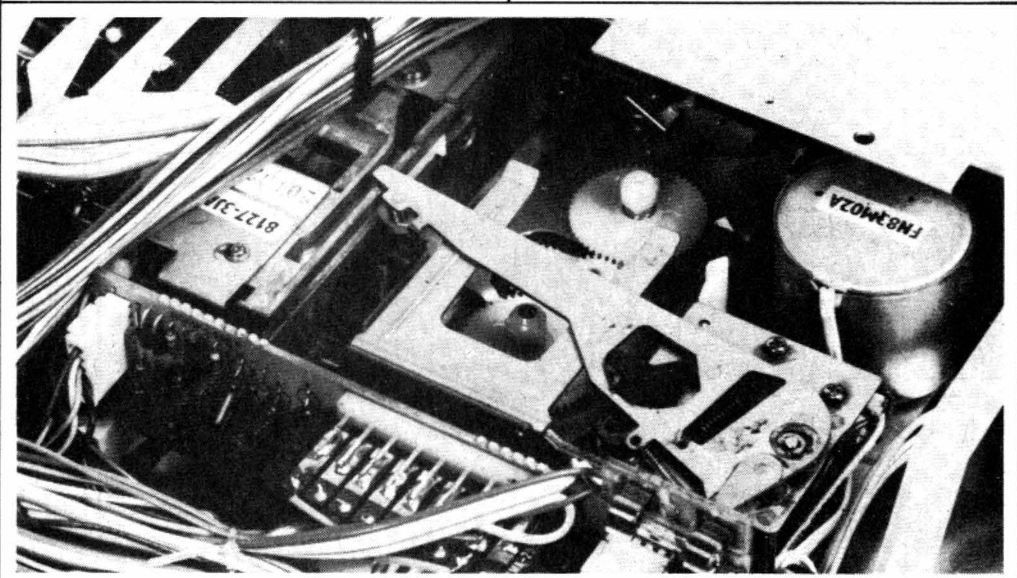
Le préamplificateur micro est séparé du préamplificateur de lecture.

L'entrée ligne peut être commutée sur deux potentiomètres, un de niveau normal où il arrive via un contact de la prise du microphone, et un potentiomètre ajustable, commuté par le bouton de filtre multiplex. Lorsque l'entrée est commutée en tuner, le potentiomètre de niveau d'enregistrement est sans effet.

A son sujet, signalons que la tonalité émise par les émetteurs de TDF avant le démarrage des émissions est située 10 dB au-dessous du niveau maximal de modulation ce qui permet aux lève-tôt de régler leur potentiomètre...

Mentionnons également ici la présence d'un double circuit intégré pour le Dolby, il s'agit d'un HA 11226, circuit qui est fabriqué par Hitachi. Ce circuit semble comporter deux sections identiques, si l'on se réfère au synoptique de chacun.

On notera aussi que le circuit d'écoute au casque fait appel à un circuit intégré dont la résistance interne est augmentée par une résistance de 68 Ω. Le fabricant a pris ici la précaution de placer une résistance de charge du condensateur C 905, ce qui aura pour effet d'éviter un cloc préjudiciable au confort d'écoute de



La mécanique horizontale et son bras d'éjection. Au fond, une pièce moulée sert de support de têtes.

l'auditeur au moment de l'insertion d'un jack dans la prise, opération qui se pratique souvent casque sur les oreilles !

Réalisation

L'AD 3300 E est construit sur un châssis de tôle d'acier. La mécanique a été installée à gauche. L'électronique sur un vaste circuit imprimé. Ce circuit imprimé se caractérise par la présence de circuits auxiliaires chargés d'établir des liaisons entre différents points du circuit, ils remplacent des câbles ou des liaisons qui auraient demandé l'exécution d'un circuit imprimé double face. Ces circuits sont directement soudés sur le circuit principal, la liaison électrique étant assurée par des broches.

Sur le plan composants, nous avons de nouveaux circuits intégrés comme le double réducteur de bruit ou encore l'intégration originale d'une puce de circuit intégré, pour réaliser un indicateur de niveau à diodes LED.

La qualité de la fabrication est, une fois de plus, conforme aux standards japonais, la finition est très belle, admirez la finesse des inscriptions des indicateurs de modulation et aussi celle des petits boutons de la façade, ou encore l'installation des diodes LED, correspondant aux touches du clavier...

Mesures

Nous avons effectué les mesures traditionnelles sur cet appareil.

La vitesse de défilement sur notre échantillon dépasse de 0,6 % la vitesse théorique, un écart tout à fait acceptable.

Le taux de pleurage et de scintillement mesuré en enregistrement et en lecture est de 0,07 % en mesure pondérée, c'est une performance tout à fait convenable montrant qu'une mécanique horizontale est aussi bonne qu'une traditionnelle.

Le temps de bobinage d'une cassette C 60 est de 85 secondes, ce qui constitue une valeur tout à fait acceptable même s'il ne s'agit pas d'un record de vitesse.

Le compteur indique 387 pour une cassette C 60, il y a ici un certain décalage par rapport à d'autres compteurs, habituellement, les chiffres sont mieux exploités puisque l'on atteint souvent 500 pour cette même cassette.

Pour les essais avec bande magnétique, nous avons pris une cassette BASF LH I pour le type I, cassette exploitée en laissant le bouton de réglage de prémagnétisation en position centrale.

Pour le type II, nous avons choisi une cassette Sony UCX-S. Il s'agit d'une cassette nouvelle qui fait appel à une couche d'oxyde de fer traité et qui s'utilise comme une cassette au chrome.

La cassette de type IV est une classique MA de TDK.

La première mesure concerne le niveau de sortie qui, en général, varie d'un type de bande à l'autre. Théoriquement, nous devons avoir le même niveau pour toutes les bandes, en effet, la réponse du réducteur de bruit Dolby varie en fonction du niveau, par conséquent si on s'écarte de la sensibilité nominale, on va avoir une détérioration de la courbe de réponse.

Ici, la cassette de type I donne un niveau de sortie de – 3,8 dBm pour un enregistrement effectué au 0 dB de l'indicateur. Pour la cassette de type II, nous avons mesuré le même niveau tandis que pour la cassette de type IV, le niveau de sortie est légèrement supérieur : – 3,2 dBm.

A ce niveau d'enregistrement, nous avons mesuré le taux de distorsion par harmonique 3. Pour la cassette de type I, nous avons trouvé une excellente valeur : moins de 0,1 %.

Pour le type II, cette valeur est supérieure, quoique très bonne : 0,6 %.

Pour la cassette métal, le taux est très bon, il atteint à peine 0,25 %.

Partant de ce niveau, nous avons poussé le volume d'enregistrement pour atteindre un taux de distorsion de 3 %. Pour la cassette de type 1, nous avons poussé jusqu'à 8 dB au-dessus du zéro.

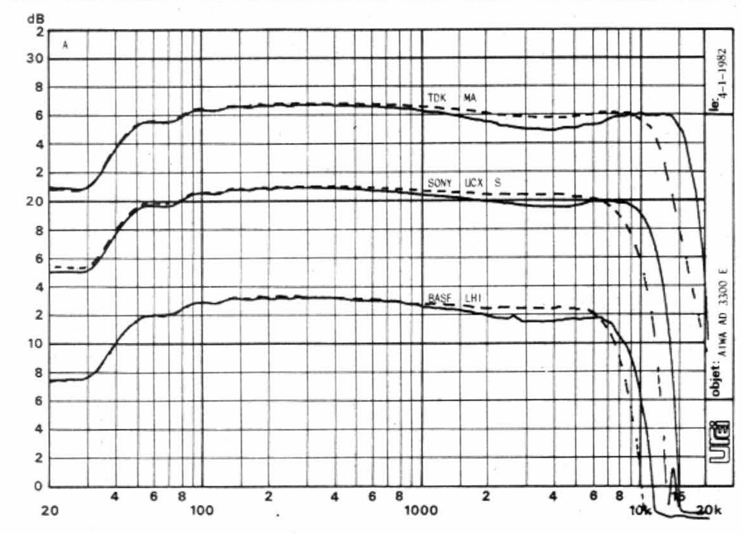
Pour le type II, nous sommes montés de 7 dB et, pour le type IV de 8,5 dB.

Après avoir enregistré à ce niveau élevé, nous avons effacé la bande et mesuré le bruit de fond sans et avec réducteur de bruit B et C. Ces mesures sont pondérées et par conséquent donnent une idée de ce que l'oreille peut percevoir.

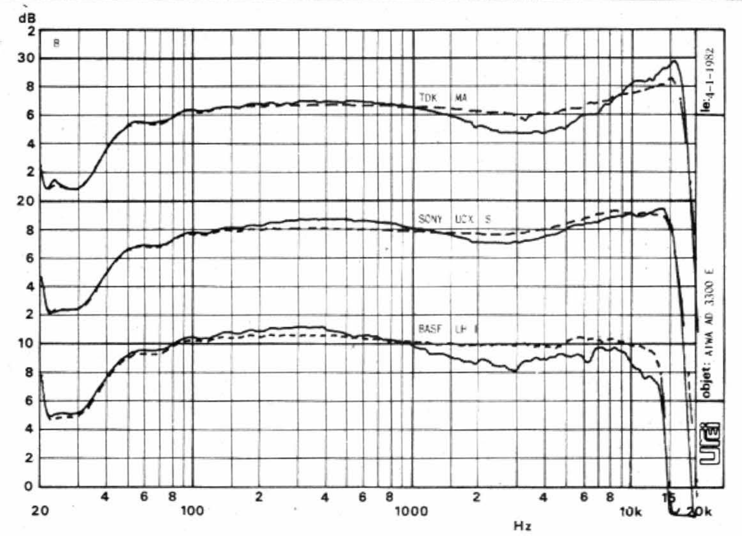
Pour la cassette de type I, nous avons un bruit de fond en sortie de – 53 dBm, sans réducteur de bruit. Avec Dolby B, le bruit de fond passe à – 62,5 dBm et, avec le C à – 72 dBm.

Pour la cassette de type II, nous avons – 56 dBm sans réducteur de bruit, – 65 avec le Dolby B et – 75 avec le C.

Pour la cassette métal, le type IV, le



Courbe A. – Courbes de réponse en fréquence relevées avec un niveau d'enregistrement de 0 dB. En pointillé, sans Dolby C.



Courbe B. – Courbes de réponse en fréquence relevées à – 20 dB. En pointillé, sans réducteur de bruit Dolby C.

bruit de fond est de – 54 dBm sans réducteur de bruit, avec le réducteur de bruit Dolby B, nous avons mesuré – 63,5 dBm et, avec le C – 73 dBm.

A partir de ces mesures, nous pouvons en déduire une dynamique maximale, celle que l'on peut obtenir en enregistrant la bande à son maximum, ce qui revient ici à pousser la modulation vers les limites situées au-dessus du 0 dB de l'indicateur de crête.

Avec le Dolby B et la cassette de type I, nous avons une dynamique maximale de 66,7 dB, dynamique qui passe à 76,2 dB avec le Dolby C.

Pour la cassette de type II, nous passons à 68,2 dB pour le Dolby B et 78,2 dB pour le C.

Pour la cassette de type IV, nous avons un dixième de dB de plus que pour le type II...

Ces dynamiques sont tout à fait satisfaisantes, la cassette de type IV ne prenant pas d'avantage décisif sur le type II.

Passons maintenant aux courbes de réponse en fréquence, courbes que nous avons relevées avec et sans Dolby C, à 0 dB et à – 20 dB.

Les courbes relevées à 0 dB montrent que le réducteur Dolby C améliore de façon sensible la courbe de réponse dans les hautes fréquences et à haut niveau d'enregistrement.

Ici, on voit que la courbe de réponse n'est pratiquement pas modifiée par la présence du Dolby C, sauf aux fréquences hautes où la bande passante gagne plus de 4 kHz pour le métal et un peu moins pour les types II et I.

Les courbes de réponse relevées à un niveau de – 20 dB montrent une différence un peu plus importante entre la reproduction avec et sans réducteur de bruit. L'échelle ne favorise pas l'obtention d'une courbe plate. Notez ici l'absence d'ondulation aux très basses fréquences.

Nous avons moins de 1 dB d'écart pour la bande de type II et moins de 2 pour les autres, cet écart étant l'écart maximum constaté, écart qui n'est pas tout à fait le même tout au long de la courbe de réponse.

Précisons aussi que l'appareil sortait de son carton d'origine et qu'il ne s'agissait pas d'un appareil spécialement apprêté pour un test !

Conclusions

Le magnétophone AD 3300 E d'Aiwa nous a séduit sur plus d'un point. Le constructeur n'a pas recherché ici à réunir un maximum de gadgets. Il a conçu un magnétophone fait pour l'amateur de musique.

L'introduction par la tranche, de la cassette, a permis de réduire l'épaisseur du magnétophone sans nuire aux qualités électro-acoustiques de la machine.

La présentation est d'une parfaite finition, la qualité technique de la fabrication d'un très haut niveau. La technologie employée est résolument moderne, d'un autre côté, nous n'avons pas trouvé la profusion de microprocesseurs dont on dote aujourd'hui, un peu à outrance, la plupart des appareils qui n'y gagnent d'ailleurs pas grand-chose.

Le 3300 est un appareil qui est resté simple et qui offre de très bonnes performances.

E. LEMERY

Bloc-notes

Oscilloscope TRIO VOC 5

Continu à 15 MHz. Sensibilité 10 mV/cm. Double trace. Tube de 13 cm. Entrée différentielle. Synchronisation TV ligne et trame. Base de temps de 0,5 à 0,5 µs. Fonctionnement en mode X-Y. Entièrement transistorisé et circuits intégrés. Livre avec 2 sondes réductrices 1/1 et 1/10.



Caractéristiques techniques

Déviation verticale pour chacune des deux voies :
Sélection : voie 1 seule, voie 2 seule, voies 1 et 2, addition, soustraction. Sensibilité : 10 mV/cm à 20 V/cm. Atténuateur : 10 mV/cm à 20 V/cm en 11 positions calibrées dans la séquence 1-2-5 avec vernier. Bande passante : du continu à 15 MHz à – 3 dB. Impédance d'entrée : 1 MΩ environ – 35 pF. Temps de montée : 24 ns. Overshoot : 3 % maximum. Tension maximum admise 600 V c. à c. Réjection entre voies : mieux que 60 dB à 1 kHz. Fréquence de découpage : 200 kHz. Inversion de polarité : voie 2.

Déviation horizontale
Sensibilité : identique à voie 2 en fonctionnement X-Y. Bande passante : du continu à 800 kHz. Impédance d'entrée : identique à voie 2 en fonctionnement X-Y.

Base de temps

Mode : déclenchée ou automatique. Vitesse de balayage : 0,5 µs/cm à 0,5 s/cm en 10 positions calibrées dans la séquence 1-2-5 avec vernier. Expansion : × 5. Linéarité : 3 % maximum (2 µs/cm - 0,5 s/cm), 5 % maximum (0,5 µs/cm - 1 µs/cm).

Déclenchement

Source : voie 1, voie 2, extérieure. Polarité : + ou – et TV + ou –. Synchro TV : TV trame, TV ligne. Tube cathodique : rond de diamètre 130 mm. Tension d'accélération : 2 kV. Surface utile : 8 × 10 cm. Dimensions : 260 × 190 × 385 mm. Masse : 8,4 kg.

Réalisez votre ordinateur individuel

LA CARTE CPU 09

AINSI que nous vous l'annoncions le mois dernier, nous avions prévu de terminer aujourd'hui l'étude du 6809 avec la présentation de son jeu d'instructions. Nous avons décidé de bouleverser un peu ces prévisions au vu de votre courrier et de votre impatience à entrer dans une phase active de cette réalisation ; aussi allons-nous vous présenter dans cet article la description complète de la carte CPU 09, ce qui nous permettra de passer plus rapidement à sa réalisation ; l'étude du jeu d'instructions du 6809 étant reportée d'autant, ce qui vous permettra de mettre immédiatement en pratique ce que nous vous dirons sur votre CPU 09 fraîchement montée.

Avant d'entrer dans le vif du sujet, nous allons vous donner quelques compléments d'information suite aux questions qui reviennent le plus souvent dans votre courrier ; tant à propos du système qu'à propos des circuits imprimés et du boîtier.

Généralités

Nous allons commencer par le boîtier qui a valu un courrier très fourni à la société INCODEC qui le réalise. Il est évident que nous avons étudié ce boîtier en collaboration avec cette société et que le modèle proposé est parfaitement adapté à notre système puisqu'il est fabriqué sur mesure pour nos besoins. Ainsi que nous l'avons déjà écrit, ce boîtier est livré complet avec tous ses accessoires, à savoir :

– Châssis du bus à cartes et ses glissières.
– Châssis de l'alimentation.
– Radiateur de l'alimentation d'une longueur de 240 mm (nous avions indiqué un peu plus mais cette valeur est préférable car elle dégage le transformateur d'alimentation ce qui est propice à son bon fonctionnement) ; ce radiateur est percé pour les boîtiers que nous avons préconisés (TP 3 pour le régulateur 5 V et TP 220 pour les autres). Selon le type de canon isolant que vous utiliserez pour fixer les boîtiers, il pourra être nécessaire d'agrandir certains de ces trous de 3,5 mm à 4 mm mais c'est une opération à la portée de tous.
– Deux ventilateurs montés en face arrière.
– Le passe-fils secteur de la face arrière.
– le porte-fusibles secteur de la face arrière.
– Toute la visserie (vis, écrous et entretoises) nécessaire, tant pour fixer les châssis dans le boîtier que pour monter le circuit imprimé du bus sur le bac à cartes, le transformateur sur le chassis d'alimentation et les prises en face arrière.

Les découpes sont prévues en face avant pour des floppies 5 pouces de la marque TANDON que nous avons à nouveau sélectionnés, malgré leur prix, en raison de leur grande fiabilité.

Une modification de la face avant est peut-être possible pour mettre des 8 pouces et est, dans tous les cas, à discuter avec la société INCODEC et non avec l'auteur ; mais nous vous conseillons, si telle est votre idée, de bien lire ce qui suit ; en effet, la carte de couplage floppies est étudiée en priorité pour ces lecteurs de disques et présentera le maximum de paramètres programmables possibles pour vous permettre d'utiliser d'autres « drives », en particulier des 8 pouces, cependant, vous comprendrez aisément que l'auteur ne peut investir de 3 000 à 5 000 F plusieurs fois pour se procurer des lecteurs 5 pouces et 8 pouces de différentes marques uniquement pour pouvoir vérifier la compatibilité de sa carte avec tous les lecteurs suivants ; en conséquence :

– Si certains d'entre vous envisagent de ne pas utiliser des « drives » TANDON, ils doivent avoir des connaissances suffisantes en électronique pour pouvoir faire les adaptations éventuellement nécessaires entre leurs « drives » et notre carte ; le seul examen de la fiche technique des « drives » n'étant pas toujours suffisant pour voir ce qui ne va pas !
– Si certains clubs ou associations envisagent de grouper des commandes chez tel ou tel fournisseur qui leur livrera autre chose que des TANDON, ils le font en pleine connaissance de cause et à leurs risques et périls quant au fonctionnement correct de la carte de couplage.

Enfin, si, comme à l'accoutumée, certains revendeurs se plaignent de ne pas avoir été choisis,

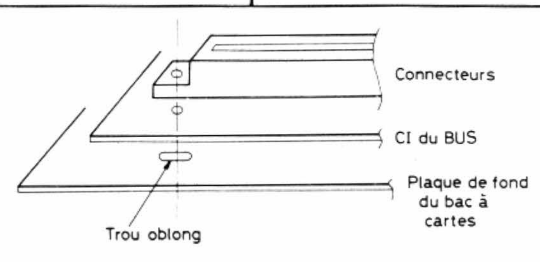
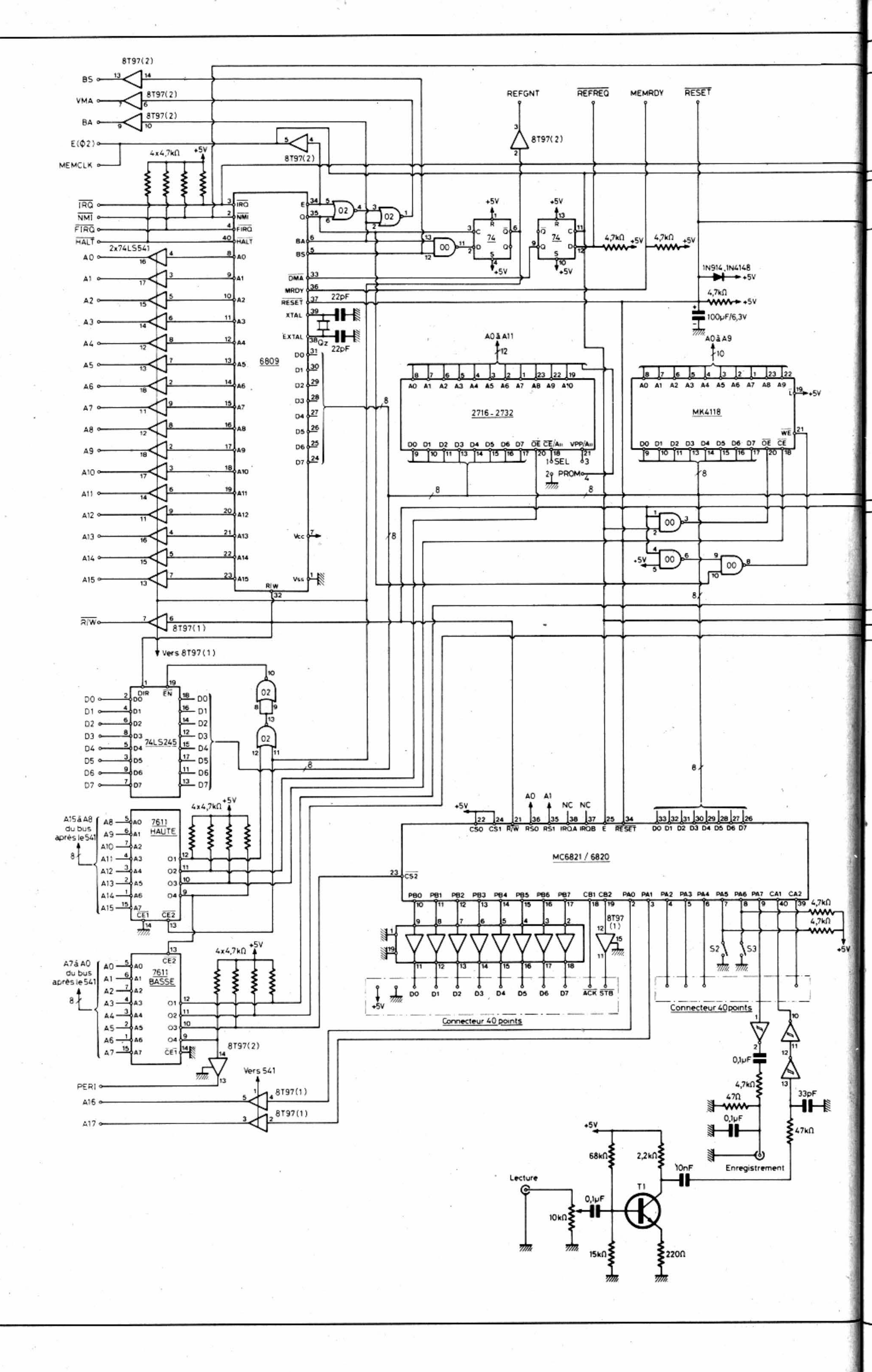


Fig. 1. – Fixation de la carte de circuit imprimé du bus sur le fond du bac à cartes.


6809
2716 - 2732
MK4118
MC6821 / 6820
74LS245
7611 HAUTE
7611 BASSE
2x74LS541
8T97(2)
8T97(1)
REFGNT
REFREQ
MEMRDY
RESET
BS
VMA
BA
E(Φ2)
MEMCLK
IRQ
NMI
FIRQ
HALT
R/W
PERI
A16
A17
Vers 8T97(1)
Vers 541
A15 à A8 du bus après le 541
A7 à A0 du bus après le 541
A0 à A11
A0 à A9
1N914, 1N4148
100µF/6,3V
22pF
Qz
SEL
PROM
Connecteur 40 points
ACK
STB
S2
S3
Lecture
Enregistrement
T1
68kΩ
2,2kΩ
15kΩ
220Ω
10kΩ
10nF
0,1µF
33pF
47kΩ
47Ω
4,7kΩ
4x4,7kΩ
+5V

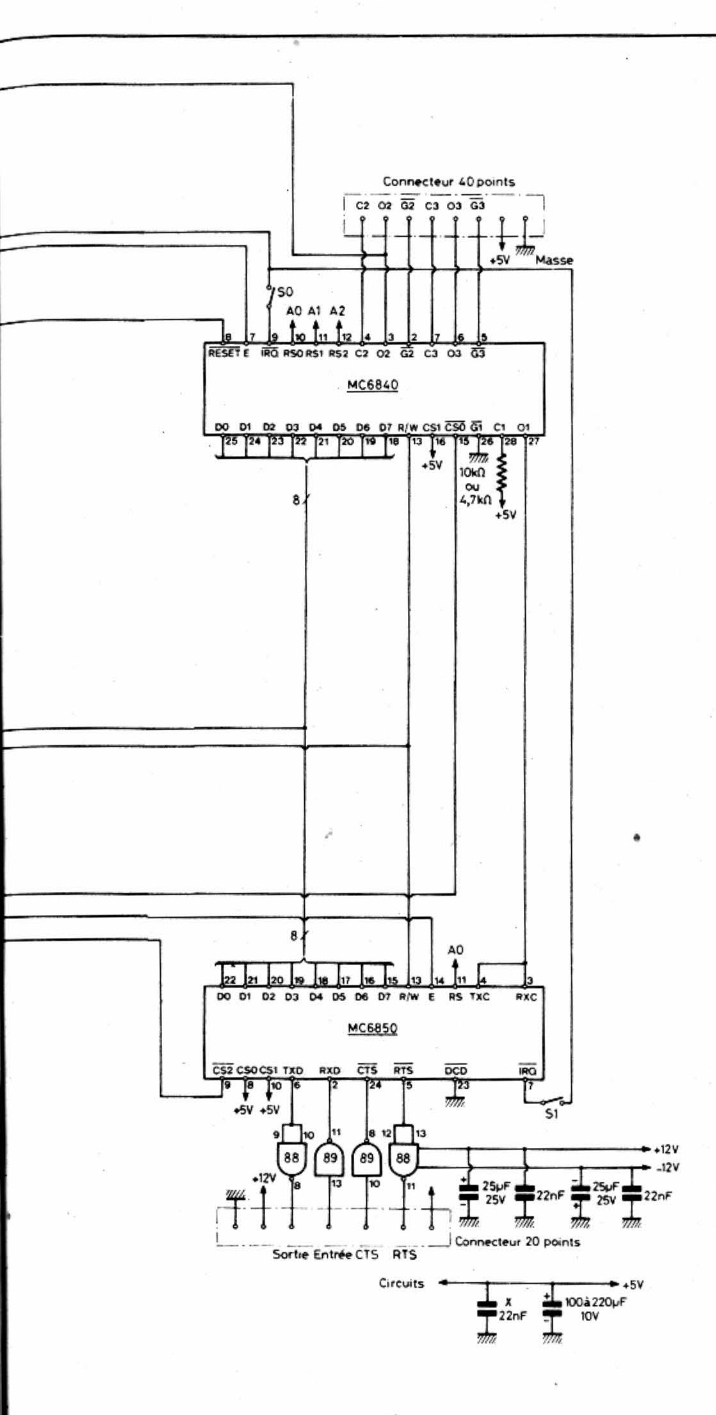


Fig. 2. – Schéma complet de la carte CPU 09.

qu'ils sachent que l'auteur ne peut pas étudier un ensemble aussi délicat qu'une carte de couplage de lecteurs de disques souples sans avoir, au minimum, une documentation détaillée.

Enfin, pour ne pas décevoir ceux d'entre vous qui souhaitaient des 8 pouces pour avoir une plus grande capacité, nous vous précisons que les « drives » utilisés seront des double face, double densité de piste, tandis que la carte de couplage sera une double densité, ce qui permettra de stocker environ 800 kilo-octets sur une seule disquette 5 pouces ! Et pour les gros consommateurs d'espace disque, nous avons prévu l'utilisation d'un disque dur type Winchester qui s'intègre dans une des découpes des floppies de la face avant, portant ainsi la capacité de mémorisation à environ 6 Méga-octets.

Pour en terminer avec ces remarques « mécaniques », précisons que, par rapport à la description de nos précédents numéros, une petite modification a été apportée au bac à cartes : le circuit imprimé du bus est maintenant fixé au moyen de vis passant dans les oreilles de fixation des connecteurs comme le montre la figure 1 ; les découpes faites en fond de bac étant oblongues pour faciliter le montage.

Au sujet des circuits imprimés de cette réalisation, il n'y a que la société FACIM qui les réalise pour plusieurs raisons :

– C'est FACIM qui, à partir de nos schémas, fait le dessin des pistes du CI, cette société est donc propriétaire de celui-ci.

– Certains circuits ont un tracé très fin et, de plus, tous les circuits sont à trous métallisés ce qui requiert une très grande maitrise technologique pour faire des produits de qualité.

– Cette façon de travailler a donné toute satisfaction lors de notre précédente réalisation.

Sachez aussi que la société FACIM ne dispose, en principe, des circuits imprimés qu'une fois que ceux-ci ont été décrits dans la revue ; il est donc inutile de commander le circuit de la RAM dynamique ou du coupleur de floppies dès aujourd'hui. D'autre part, nous ne comprenons pas bien ce que vous pourriez faire d'un tel circuit sans schéma ni plan d'implantation.

Nous avons aussi indiqué que cette société disposait des composants, sortant un peu de l'ordinaire, utilisés dans cette réalisation alors, plutôt que nous écrire pour nous demander ce que FACIM a en stock, adressez directement votre demande à l'intéressée.

Enfin, et au risque de nous répéter, nous ne pouvons pas donner la liste complète des composants plusieurs mois à l'avance en raison des explications que ces listes nécessitent compte tenu des nombreuses options possibles, par ailleurs, en raison de l'évolution très rapide de la technologie, certaines cartes ne sont pas encore tout à fait arrêtées quant aux composants utilisés afin de vous proposer un produit ayant, à l'époque de sa sortie dans le journal, le meilleur rapport qualité prix.

On nous a aussi très souvent demandé quels appareils de mesure étaient nécessaires pour aborder cette réalisation et quelles connaissances initiales il fallait avoir en électronique. Nous pourrions répondre que l'un comme l'autre sont inutiles puisqu'aucune carte ne demande de réglage ou de mise au point et que l'ensemble doit fonctionner dès la dernière soudure effectuée. Par expérience, nous savons que peu d'amateurs, surtout débutants, sont capables d'une telle performance aussi nous vous conseillons comme matériel minimum un contrôleur universel, et quelques connaissances de base en logique (que vous pouvez acquérir en lisant cette revue en même temps que cette description). Si vous n'avez jamais tenu un fer à souder mieux vaut d'abord utiliser un ou deux kits pour apprendre à souder et à câbler correctement avant de vous lancer.

Nous devons cependant démystifier cette réalisation qui aux yeux de certains est d'une difficulté considérable. Une telle réalisation est très facile à mener à bien avec du soin et de la méthode ; il n'y a en effet aucun circuit à mettre au point comme dans un appareil analogique ou haute fréquence par exemple et les connaissances requises en électronique pure se limitent à la loi d'Ohm ! A titre indicatif, ce ne sont pas les professionnels de l'électronique qui ont eu le plus de succès lors de la réalisation

de notre précédent système mais de très nombreuses personnes exerçant une profession toute autre et qui ont suivi pas à pas nos indications, et nous connaissons plusieurs réalisateurs non électroniciens qui ont dépanné des professionnels en corrigeant une soudure mal faite (sans commentaire !).

Ces précisions étant vues, entrons dans le vif du sujet avec la présentation du schéma complet de la carte CPU 09.

Schéma de la carte CPU 09

Pour pouvoir suivre de façon simple nos explications relatives au schéma complet de cette carte, nous vous conseillons de vous munir du synoptique de celle-ci publié en figure 2 de notre article de Mars. Le schéma complet de la carte CPU 09 quant à lui est présenté en figure 2 et nous allons le décortiquer, sous ensemble par sous ensemble. Avant d'aborder cette étude, précisons que, pour alléger un peu la représentation, les alimentations ne figurent pas sur ce schéma car cela n'est pas utile à la compréhension de l'ensemble ; d'autre part, les liaisons de données et d'adresses ont été regroupées sous un seul fil barré d'un trait indiquant le nombre de liaisons ainsi groupées, étant entendu que les points de données et d'adresses de même nom représentés aux extrémités de ces liaisons sont reliés entre eux (D_0 à D_0, D_1 à D_1, etc.).

Cette carte est donc organisée autour du 6809 dont nous avons étudié les signaux le mois dernier. Si nous comparons son schéma avec son synoptique, nous pouvons mettre un nom sur les différents circuits :

– Le MC 6850 est le circuit d'interface série asynchrone.

– Le MC 6840 est le triple timer programmable.

– Le MC 6821 est le PIA, interface parallèle à 20 lignes d'entrées/sorties.

– La MK 4118 est la RAM de 1 k-mots de 8 bits.

– La mémoire marquée 2716-2732 est l'UV PROM 4 K-mots de 8 bits.

Ceci étant précisé, nous allons voir comment sont agencés les circuits en fonction des tâches qu'ils ont à accomplir.

Les lignes d'adresses du 6809 sortent d'une part sur des amplis de bus (on dit aussi des buffers) avant d'être envoyées sur le connecteur de bas de carte, et donc sur le bus à destination des autres cartes ; ces amplis ont un double rôle : ils isolent le 6809 du bus, protégeant ainsi celui-ci contre d'éventuels courts-circuits sur le bus ; ils permettent de fournir plus de courant sur les lignes d'adresses que ne le peut le 6809 seul, éliminant ainsi tout problème de liaison avec les autres cartes, même si elles sont loin sur le bus et enfin, ils permettent, en passant dans le troisième état, de laisser libre le bus d'adresse pour un autre processeur ou pour un circuit de DMA (accès direct mémoire) par exemple.

Les lignes d'adresses du 6809 sont aussi reliées directement aux divers boîtiers de la carte ; en effet, ceux-ci sont des circuits MOS et ne chargent donc pas le 6809. D'autre part, ce mode de connexion permet d'isoler ces circuits du bus de fond de panier, le protégeant aussi contre de mauvaises manipulations.

Côté bus de fond de panier, les lignes d'adresses sont reliées à deux mémoires PROM type 7611 (repérées « Haute » et « Basse » sur le schéma) qui servent à réaliser le décodage d'adresses de tous les boîtiers présents sur la carte. Cette façon de faire présente deux avantages : deux boîtiers 16 pattes remplacent une dizaine de boîtiers logiques classiques et par changement de la programmation des PROM il est possible de redéfinir la configuration de la carte sans modifier en aucune façon le circuit imprimé.

Les lignes de données issues du 6809 sont, comme les lignes d'adresses, appliquées directement aux boîtiers présents sur la carte pour les raisons exposées ci-avant pour les adresses et, d'autre part, arrivent sur un 74LS245 ou 74LS640 qui est un ampli de bus bidirectionnel (puisque les données peuvent se déplacer dans les deux sens) permettant ainsi d'attaquer le bus de fond de panier dans les meilleures conditions possibles. La sélection du sens de fonctionnement de cet ampli est effectuée par le signal R/W (lecture/écriture) puisque c'est lui qui indique si les données sortent du 6809 (écriture) ou y rentrent (lecture). L'activation de ce circuit est un peu plus complexe et fait intervenir à la fois le signal REFGNT dont nous verrons le rôle ci-après et aussi le décodage d'adresse ; en effet, il ne faut pas qu'il y ait conflit entre les données issues des circuits présents sur la carte et celles issues du 74245, en conséquence, le fait d'adresser un circuit se trouvant sur la carte invalide le 74245.

Les lignes d'interruption, de HALT et de RESET du 6809 rappelées au + 5 V par des résistances de façon à les maintenir au niveau 1 au repos. La ligne RESET dispose en plus d'un condensateur de 100 µF qui assure un RESET automatique à la mise sous tension. La ligne d'interruption NMI est reliée à une des sorties du timer programmable ce qui nous permettra de

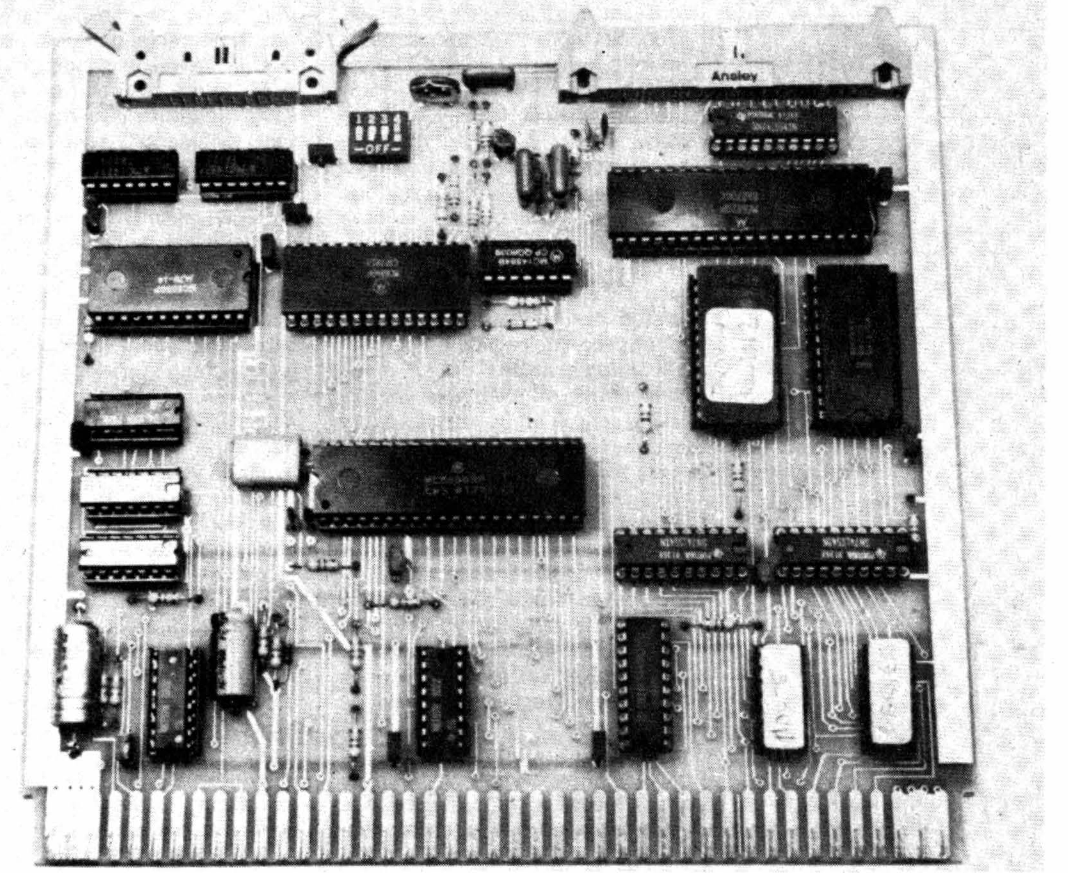


Photo 1. – Gros plan sur la carte CPU 09.

faire, avec le moniteur TAVBUG09 que nous vous proposerons, de l'exécution de programmes en pas à pas même si celui-ci est en ROM. La ligne IRQ est libre mais peut être reliée, au moyen de mini interrupteurs aux sorties IRQ du timer et de l'ACIA (le 6850 circuit d'interface série asynchrone) autorisant ainsi le fonctionnement sous interruptions de ces circuits.

Les signaux E, Q, BA et BS subissent quant à eux un traitement un peu plus complexe car nous avons voulu que notre carte présente les possibilités suivantes :

– Compatibilité avec « l'ancien » mini-ordinateur nous imposant la gestion des signaux de rafraichissement des mémoires dynamiques.

– Possibilité de faire du DMA (accès direct mémoire) ou du multi-microprocesseur imposant de gérer les signaux de demande et de libération de bus. Ces contraintes nous ont donc conduit à concevoir la circuiterie visible dans la partie haute de la figure ; circuiterie dont nous ne détaillerons pas le schéma pour l'instant car cela n'offre pas d'intérêt dans l'immédiat pour l'utilisation de la carte CPU 09. Remarquons que le signal NEMRDY n'est pas utilisé et est disponible sur le bus de fond de panier pour d'éventuelles mémoires lentes externes.

Les mémoires de la carte CPU 09

Si nous nous intéressons maintenant à ce dont on dispose sur la carte, nous voyons tout d'abord l'UVPROM type 2716 ou 2532 montée de façon très classique. Ses lignes de données sont reliées à celles du 6809, ses lignes d'adresses également et sa ligne OE (Output Enable ou validation des sorties en Français) aboutit sur une des 7611 de décodage d'adresse fixant ainsi l'adresse de cette PROM. Dans notre application, cette PROM sera une 2532, c'est-à-dire une 4 K-mots de 8 bits qui sera adressée de F000 à FFFF puisque cette mémoire contiendra le moniteur et que, comme nous l'avons exposé le mois dernier, les vecteurs de RESET et d'interruption sont placés de FFF0 à FFFF.

Comme vous pouvez le constater, deux straps sont prévus au niveau de cette UVPROM ; en effet, les 2532 existent avec deux brochages différents selon qu'elles appartiennent à la famille Intel ou à la famille Motorola Texas ; nous n'avons pas voulu restreindre vos possibilités de choix et notre carte peut recevoir les deux familles de 2532.

Pour pouvoir travailler normalement, le programme moniteur TAVBUG09 a besoin de quelques octets de RAM. Vu les boîtiers disponibles actuellement, nous avons décidé de mettre 1 K-mots de 8 bits sur la carte, ce qui est surabondant pour le moniteur mais qui, pour nous, présente deux avantages : cela vous laisse de la place pour réaliser vos propres programmes sans faire appel, au début, à une RAM externe ; cette taille de RAM est celle qui présente le meilleur compromis taille-prix-capacité.

Cette mémoire est, elle aussi, câblée de façon très classique ; ses lignes de données sont reliées à celles du 6809, de même pour les lignes d'adresses, le signal WE (Write Enable ou autorisation d'écriture) et les signaux CE (Chip Enable ou activation du boîtier) et OE (Output Enable) sont reliés, via une logique adéquate, à R/W et à une des PROM de décodage d'adresses, plaçant ainsi cette mémoire de EC00 à EFFF, c'est-à-dire immédiatement en dessous de l'UVPROM afin de ne pas gaspiller d'espace mémoire.

Les autres composants importants de la carte sont les circuits d'interface ; ceux-ci sont de petites merveilles de micro-électronique de par les fonctions qu'ils peuvent accomplir. Nous vous expliquerons très en détail leur fonctionnement ultérieurement ; pour l'instant nous n'allons voir que quelques généralités relatives à la façon dont ils sont câblés afin que vous puissiez mener à bien la réalisation de la carte. La compréhension des divers modes de fonctionnement de ces circuits sera en effet beaucoup plus facile lorsque vous les aurez sous la main et que vous pourrez agir dessus réellement.

L'interface série asynchrone

Le circuit le plus important est le circuit d'interface série asynchrone qui a pour référence MC 6850. Ce circuit s'appelle, chez Motorola, un ACIA (Asynchronous Communication Interface Adapter ou interface de communication asynchrone).

Ce circuit réalise l'interface entre tout système à base de microprocesseur et un terminal quelconque. Il faut en effet savoir, comme vous le verrez très bientôt dans les articles d'initiation à la micro-informatique qu'un ordinateur et un terminal dialoguent au moyen d'une liaison dite série c'est-à-dire que les bits de données qui, dans le calculateur se déplacent simultanément sur des fils parallèles, voyagent ici en série, c'est-à-dire les uns derrière les autres sur un seul et même fil à une vitesse bien déterminée que l'on appelle la vitesse de transmission. Cette vitesse se mesure en bits par seconde (on dit aussi en Bauds) ou également en caractères par seconde ; un rapport 10 existant entre ces deux unités puisqu'il faut 10 bits pour transmettre un caractère. Cette vitesse de transmission doit évidemment être la même du côté terminal et du côté calculateur afin qu'ils puissent se comprendre. Dans notre système, cette vitesse peut être modifiée en changeant la fréquence d'un signal appliqué à l'ACIA. Comme le montre la figure 3, l'ACIA est donc un circuit double qui réalise, en position émission, la conversion parallèle – série et en position réception la conversion inverse série – parallèle. C'est donc une sorte de registre à décalage mais, comme nous le verrons, il offre une souplesse de travail sans commune mesure avec ce que procurerait le plus évolué des registres à décalage conventionnels. Les signaux entrant et sortant de cet

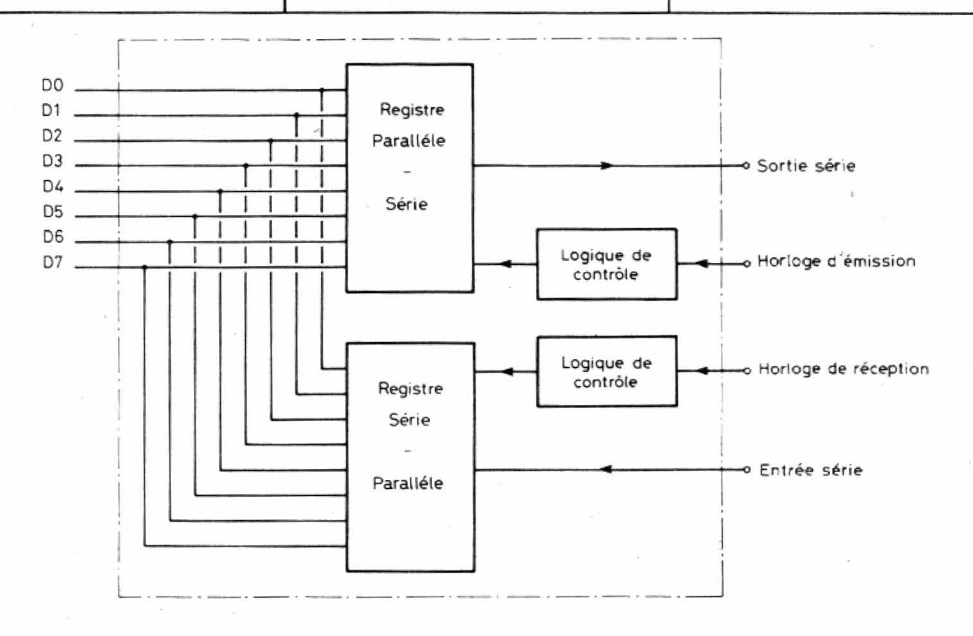


Fig. 3. – Les constituants essentiels d'un ACIA : deux registres à décalage.

ACIA sont aux normes TTL comme tous ceux utilisés dans notre système, par contre, les liaisons du type série asynchrone, quelle qu'elles soient utilisent des normes différentes. Les anciennes liaisons de ce type étaient faites selon le procédé de la boucle de courant, les liaisons actuelles (celles que nous utiliserons exclusivement) sont faites selon la norme dite RS 232 qui fixe, au niveau international, les tensions utilisées. Pratiquement, il faut savoir que les grands fabricants de circuits intégrés ont, pour nous simplifier la tâche, développé des circuits d'interface réalisant seuls la conversion TTL vers RS 232, et RS 232 vers TTL ; nous avons donc fait appel, derrière notre ACIA à des circuits de ce type.

Ces circuits s'appellent MC 1488 et MC 1489 ; le premier réalisant l'interface dans le sens TTL vers RS 232 et le second en sens inverse. Nous voyons donc que la sortie de notre ACIA appelée TXD (Transmit Data ou émission de données) est reliée à l'entrée d'un circuit 1488, tandis que l'entrée de notre ACIA appelée RXD (Receive Date ou réception de données) est reliées à la sortie d'un 1489. Deux autres lignes bénéficient du même traitement, ce sont CTS et RTS ; nous parlerons ultérieurement de leur rôle. Pour l'instant, il vous suffit de savoir que ce sont des lignes de contrôle qui sont également normalisées en RS 232. Si vous utilisez notre terminal vidéo décrit en Décembre 1981, vous n'aurez pas à y faire appel.

Le timer programmable

Nous avons dit que cet ACIA, pour transmettre les caractères sur la liaison série, avait besoin d'une horloge. Dans les montages classiques, cette horloge est fournie par un oscillateur à quartz suivi d'un certain nombre de diviseurs pour disposer de plusieurs vitesses de transmission. Nous avons fait mieux sur la carte CPU 09 ; en effet, l'horloge de l'ACIA est fournie par un circuit MC 6840 qui n'est autre qu'un triple timer programmable. Ce circuit, qui a pour nom PTM (Programmable Timer Module), contient trois compteurs décompteurs 16 bits indépendants, prépositionnables et programmables que l'on peut utiliser dans une dizaine de modes différents comme nous le verrons lors de l'étude complète du circuit. Nous utilisons donc un de ces timers pour générer l'horloge de l'ACIA. Cela présente plusieurs avantages : nous économisons un boîtier spécifique (le générateur d'horloge) et un quartz d'approvisionnement pas toujours facile et nous pouvons, par logiciel, changer la vitesse de transmission ; il n'est plus nécessaire de sortir la carte et de manœuvrer des interrupteurs pour ce faire.

Les deux autres sections de ce timer programmable sont disponibles pour l'utilisateur. La section 2 pouvant être utilisée, grâce à sa liaison sur NMI pour faire de l'exécution de programme en pas à pas comme nous l'avons indiqué ci-avant, mais cela n'a rien d'impératif. Ce timer est très souple d'emploi puisque nous verrons qu'il peut fonctionner aussi bien en générateur de signaux qu'en compteur, fréquencemètre, périodemètre, etc. D'autre part, comme il est possible de le relier à IRQ au moyen d'un mini interrupteur, il sera possible de l'utiliser comme horloge temps réel pour le système et de concevoir ainsi des programmes multi tâches ou multi-utilisateurs.

L'interface parallèle

Enfin, il ne nous reste plus qu'un circuit à présenter pour en avoir fini avec le tour du propriétaire de cette carte ; il s'agit du circuit d'interface parallèle qui a pour nom MC 6821 ou, si vous en avez une ancienne version MC 6820. Ce circuit appelé PIA (Peripheral Interface Adapter) est un circuit d'interface parallèle disposant de 16 lignes d'entrées/sorties qui peuvent être, par programme, placées en entrées ou en sorties et ce à n'importe quel moment et pour n'importe quelle combinaison désirée. Il dispose par ailleurs de 4 lignes de contrôle au fonctionnement plus particulier mais également programmable ; nous y reviendrons lors de l'étude complète de ce circuit. Les 16 lignes de ce PIA sont divisées en deux groupes, le côté A et le côté B. Nous avons affecté le côté B à la réalisation d'une interface pour imprimante. Comme vous pouvez le constater, cette interface est très simple puisqu'il suffit de 9 buffers derrière le PIA pour la réaliser. Comme pour les liaisons calculateur-terminaux, il existe pour les liaisons calculateurs-imprimantes une norme de liaison : la norme Centronics. Il se trouve que cette norme est aussi le nom d'un grand fabricant d'imprimantes, ceci expliquant cela ! Notre interface respecte donc cette norme et toute imprimante disposant d'une interface parallèle dite « standard » ou « Centronics » pourra être raccordée immédiatement sur cette carte sans problème. A ce propos, nous croyons utile de faire une mise au point : la majeure partie des imprimantes proposées à l'amateur actuellement l'est avec des interfaces on ne peut plus spécifiques, on peut citer le RS 232 (qui est, à la rigueur, admissible vu ce que nous avons dit au sujet des terminaux), l'interface TRS-80, l'interface APPLE, etc. Ces interfaces sont inutilisables sur notre système et c'est un bien, en effet, les imprimantes sus nommées disposent quasiment toutes en standard de l'interface Centronics (celle qu'il nous faut) ; les interfaces spécifiques TRS et autres étant des options ajoutées au prix, bien sûr, d'une majoration du coût. Nous en donnerons quelques exemples lorsque nous vous conseillerons pour le choix d'une imprimante selon ce que vous voudrez faire de votre système.

Revenons à nos moutons avec l'autre moitié du PIA. Grace à la faculté de programmer de manière indépendante les lignes en entrées ou en sorties, cette deuxième moitié du PIA joue de multiples rôles. Tout d'abord, deux lignes sont en entrées et sont reliées à deux mini interrupteurs. Ceux-ci servent, lors de la première mise sous tension, à informer le moniteur TAVBUG09 de la configuration de votre système. Cela indique entre autre si vous travaillez avec un terminal relié à l'ACIA de cette carte ou avec une carte visu telle celle de « l'ancien » système ou celle que nous décrirons, cela permet aussi de définir la vitesse de transmission à utiliser pour le terminal lors de la mise sous tension, étant entendu que celle-ci peut être changée ensuite par logiciel comme nous l'avons dit lors de l'étude du timer.

Quatre autres lignes du PIA sont libres de toute attache et sont donc à disposition de l'utilisateur qui peut les programmer comme il veut et en faire ce qu'il veut sans que cela affecte le fonctionnement du reste du PIA.

Deux lignes sont en sorties et aboutissent à des amplis de bus ; ces lignes ayant reçu le nom de A_{16} et A_{17}. Leur rôle est facile à comprendre lorsque l'on réfléchit à la conception de notre ordinateur. Nous avons dit que nous pouvions utiliser jusqu'à 256 K-octets de mémoire, or, le 6809 n'ayant que 16 lignes d'adresses, il ne peut adresser que 64 K-octets au maximum ; il nous faut donc créer deux lignes supplémentaires qui nous permettent ainsi de changer de page mémoire ; c'est le rôle de A_{16} et A_{17}.

Enfin, dernière utilisation de cette moitié de PIA polyvalente : l'interface avec un magnétophone à cassette. En effet, bien que notre ordinateur soit prévu pour être équipé avec des disques souples, il peut aussi fonctionner avec des cassettes pour deux raisons : toutes les personnes tentées par sa réalisation ne peuvent pas investir dans des lecteurs de disques souples dont le prix est malheureusement assez élevé, d'autre part, en attendant l'arrivée des disques souples, les cassettes permettent déjà de se faire la main puisque de nombreux logiciels seront proposés sur cassettes.

Cette interface cassette demande quelques explications quant à son principe, au codage utilisé et aux contraintes liées à son utilisation.

Pour enregistrer des informations numériques sur cassettes deux procédés existent : celui faisant appel à des cassettes dites « digitales » et celui utilisant des cassettes basse fréquence classiques. Le premier procédé impose d'utiliser un magnétophone spécial car le principe d'enregistrement utilisé consiste à saturer la bande magnétique ce qu'un magnétophone conventionnel ne sait pas faire. Le second procédé permet d'utiliser tout magnétophone à cassette standard, les signaux enregistrés sur la bande étant des signaux basse fréquence normaux.

C'est, bien sûr, à ce deuxième procédé que nous avons fait appel, l'acquisition d'une platine à cassettes digitales étant à peu près aussi onéreuse que celle de lecteurs de disques souples. Nous allons donc devoir transformer les mots binaires à enregistrer sur cassette en des signaux basse fréquence lorsque nous souhaiterons enregistrer le contenu de la mémoire de notre système sur cassette et, lorsque nous ferons l'opération inverse, nous devrons transformer des signaux basse fréquence en mots binaires. Cette opération est confiée à ce que l'on appelle un MODEM (MOdulateur DEModulateur). Dans la plupart des mini-ordinateurs ce MODEM est réalisé au moyen de circuits intégrés divers (tel par exemple celui de la carte ISA de notre ancien système). Cela présente quelques inconvénients tels que : réglage nécessaire et faisant appel à un oscilloscope pour être bien fait et faible tolérance quant aux défauts de la bande magnétique.

Sur la carte CPU 09, nous avons fait appel à un MODEM réalisé par logiciel, c'est-à-dire que c'est une partie du moniteur TAVBUG09 qui réalise seule la transformation binaire – basse fréquence et basse fréquence binaire. Cela présente plusieurs avantages dont le principal est la grande simplification du schéma de l'interface cassette à laquelle cela conduit. Pour en être convaincu, comparez la partie de la figure 2 reliée aux deux lignes PA7 et CA1 du PIA avec la figure 4 qui vous montre le schéma du MODEM a composants de notre précédente réalisation. De plus le fait que la transformation basse fréquence-binaire soit faite par logiciel permet, si celui-ci est bien fait, de s'affranchir de certains défauts de la bande magnétique utilisée, le logiciel disposant d'une logique de décision impossible à réaliser lorsque l'on fait appel à des composants traditionnels.

Ceci étant précisé, il nous faut voir comment sont codées les informations enregistrées sur la cassette. D'une part, comme pour la liaison avec le terminal dont nous avons parlé ci-avant, il faut effectuer une transformation parallèle – série pour l'enregistrement, et série – parallèle pour la lecture. Cette tâche aurait pu être confiée à un ACIA puisque nous avons vu que c'était son rôle, mais cela aurait alourdi le schéma de la carte et nous n'aurions pas pu tout mettre sur un seul circuit imprimé, c'est donc un programme qui réalise cette conversion, programme contenu dans le moniteur TAVBUG09.

Une fois ce problème de conversion résolu, il reste encore à traduire la succession de bits ainsi produite en basse fréquence. Le standard adopté pour cette traduction est le standard Kansas City à savoir :

– Un 1 logique est représenté sur la cassette par 8 périodes de signal à 2 400 Hz.
– Un 0 logique est représenté sur la cassette par 4 périodes de signal à 1 200 Hz.
– La transmission a lieu à une vitesse de 300 Bauds (30 caractères par seconde).

Ce standard dit « Kansas City » a été proposé aux USA il y a quelques années par de nombreux constructeurs de micro-ordinateurs pour amateurs et par de nombreux fournisseurs de logiciels ; nous l'avons donc

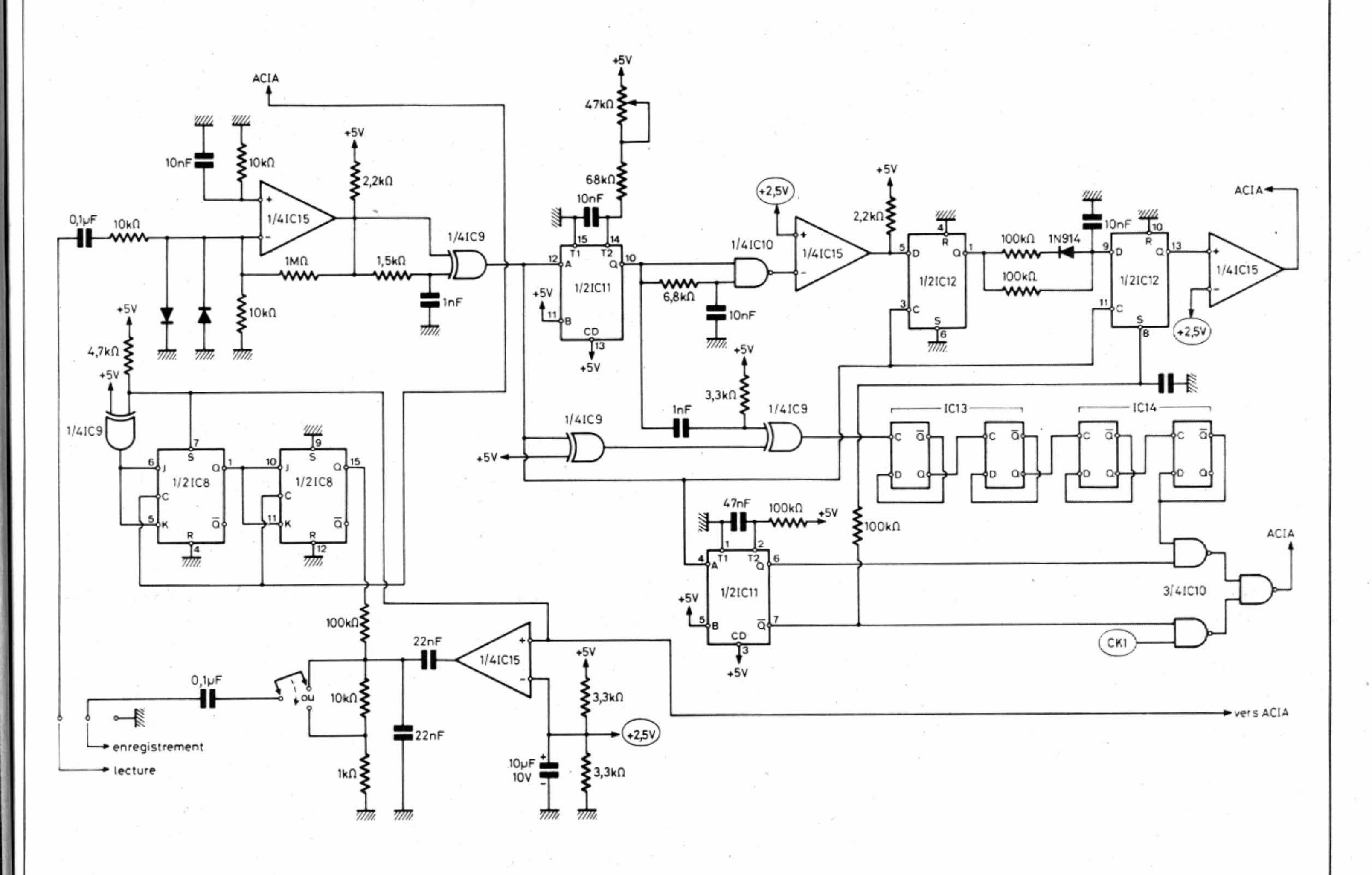


Fig. 4. – Le MODEM de notre précédent mini-ordinateur : on appréciera la simplification apportée par le MODEM réalisé par logiciel.

adopté pour notre système pour cette raison et également en raison de sa grande fiabilité.

Pour préciser un peu les choses en ce domaine souvent mal compris par nombre de personnes, sachez que Tandy dans son TRS-80 et APPLE dans APPLE 2 n'utilisent pas ce standard cela signifie deux choses :

– Vous ne pourrez pas lire sur votre système des cassettes faites sur ces deux machines, ce qui n'a aucune importance puisque ces cassettes seraient inutilisables car les microprocesseurs employés sont différents.

– Sous prétexte d'une forte puissance commerciale et malgré des réunions de coordination visant à assurer une compatibilité optimum entre les différents matériels, certains fabricants font « bande à part » et ce, même si le système d'enregistrement choisi ne présente pas la fiabilité du Kansas City.

Après avoir vu le procédé de codage utilisé, et vu l'expérience acquise avec notre précédent système, il nous semble utile d'apporter quelques précisions quant aux types de bandes et de magnétophones à utiliser et quant à la compatibilité entre les cassettes faites sur les différents systèmes.

En principe, vu le procédé de codage choisi et les fréquences mises en jeu, tout type de magnétophone à cassette, mais aussi, et à plus forte raison, à bande, peut être utilisé. Point n'est besoin de faire appel à des platines de chaines Hi-Fi ; un « vulgaire » mini K7 portable étant largement suffisant ; c'est d'ailleurs avec un tel appareil, vieux de 10 ans, que nous testons notre système afin de le mettre dans les pires conditions possibles. Il est évident que si vous avez une platine de chaine Hi-Fi qui ne fait rien, vous pourrez évidemment l'employer avec autant de succès. Le seul point important à vérifier est l'azimutage correct des têtes magnétiques de votre appareil, azimutage qui a posé des problèmes à plusieurs réalisateurs de notre ancien système qui ne pouvaient lire les cassettes que nous leur avions fournies.

En quoi consiste cet azimutage ? Tout simplement, comme le montre la figure 5, à assurer le parallélisme entre l'entrefer de la tête magnétique et la bande. Tout défaut d'azimutage se traduit par une perte des aigus d'autant plus importante que l'erreur d'azimutage est forte. Pour en revenir à notre système, sur un magnétophone normalement azimuté les signaux à 1 200 Hz et à 2 400 Hz sont lus avec la même amplitude et peuvent donc être interprétés correctement par la carte CPU 09, tandis que, si votre appareil est très mal azimuté, le 2 400 Hz est reproduit avec une amplitude d'autant plus faible que l'erreur d'azimutage est importante ce qui peut conduire à des chargements erronés de la cassette en mémoire.

Rassurez-vous, point n'est besoin de faire azimuter votre appareil par un radio électricien, il vous suffira pour cela d'utiliser les cassettes de logiciel fournies par l'auteur qui sont réalisées sur une platine haut de gamme parfaitement azimutée et nous vous expliquerons comment procéder vous-même à ce réglage que vous n'aurez à faire qu'une fois pour toutes. Ces quelques précisions indispensables étant vues, terminons l'étude de cette interface cassette avec l'examen des quelques composants qui y sont utilisés.

La partie « lecture » tout d'abord se compose d'un petit préamplificateur à transistor qui présente un gain de 10. Ce préampli est précédé par un potentiomètre ajustable permettant d'adapter cette entrée à tous les magnétophones possibles. Ce préampli est suivi par un filtre RC destiné à éliminer tous les signaux de haute fréquence qui pourraient être présents sur la bande, filtre suivi par deux inverseurs à trigger de Schmidt ayant pour fonction de transformer le signal presque sinusoïdal récupéré sur la cassette en un signal rectangulaire aux normes TTL, seul susceptible d'être appliqué à une entrée de PIA. Ces triggers de Schmidt sont constitués par un circuit C-MOS en raison de la très bonne caractéristique de transfert de tels circuits par rapport à du TTL classique.

La section enregistrement est encore plus simple : le signal issu du PIA est appliqué à un trigger de Schmidt C-MOS dont on n'exploite pas réellement la fonction puisque celui-ci est surtout utilisé pour isoler la sortie du PIA du monde extérieur et, donc, de toute cause possible de destruction. Ce circuit est suivi par un filtre qui arrondit un peu les signaux, facilitant leur enregistrement sur cassette.

Un diviseur de tension a été prévu au niveau de ce filtre de façon à délivrer de 25 à 50 mV que l'on peut ainsi appliquer sans problème à l'entrée micro de tout magnétophone à cassette classique. La sortie est à basse impédance ce qui la rend très peu sensible aux influences extérieures.

Organisation mémoire de la carte

Nous en avons terminé avec la présentation de cette carte, l'étude détaillée des divers circuits utilisés étant reportée plus avant dans cette étude afin de vous permettre de mener à bien en priorité la réalisation du système.

Avant de conclure pour aujourd'hui, nous vous indiquons en figure 6 l'implantation mémoire (on dit le « memory map ») des divers boîtiers présents sur cette carte. Le fait que les circuits d'interface occupent plusieurs adresses est dû à la présence, à l'intérieur de ceux-ci, de divers registres considérés comme autant de cases mémoire comme nous le verrons lors de leur étude détaillée.

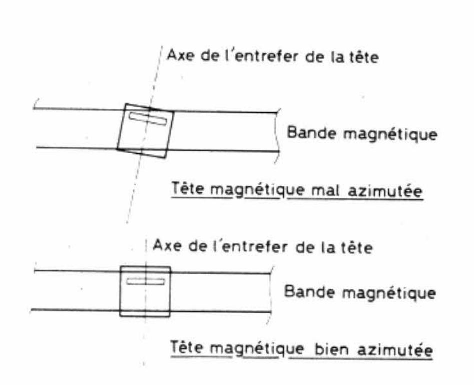


Fig. 5. – Représentation de la signification de l'azimutage d'une tête magnétique.

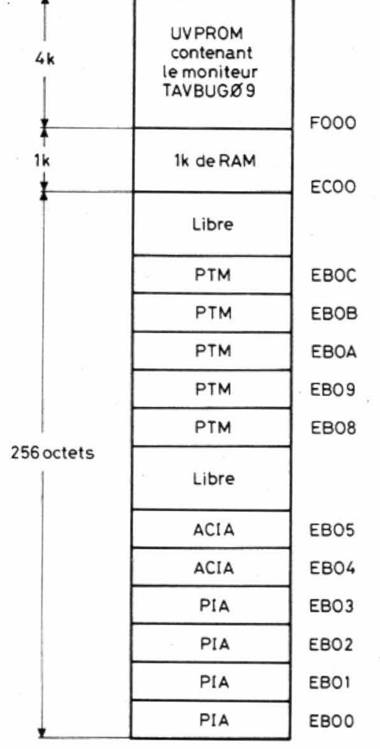


Fig. 6. – Cartographie mémoire de la carte CPU 09.

Conclusion

Nous nous en tiendrons là pour aujourd'hui, notre prochain article étant consacré à la réalisation de cette carte et à sa mise en service. A ce propos, nous vous rappelons que la nomenclature complète des composants de cette carte a été publiée dans notre précédent numéro.

Dernières précisions : vous pouvez d'ores et déjà commander le circuit imprimé de cette carte (référence CPU 09) chez FACIM et vous pouvez faire parvenir à l'auteur, via le service du courrier technique de la revue, une enveloppe timbrée et adressée accompagnée d'une carte de visite mentionnant TAVBUG09 pour recevoir en retour la procédure à suivre pour faire programmer votre 2532 avec ce moniteur qui sera décrit dès notre prochain numéro. N'envoyez sous aucun prétexte votre mémoire directement à l'auteur avant d'avoir demandé ces renseignements. Par ailleurs, si vous souhaitez une réponse rapide à cette demande, n'y joignez aucune question, aussi brève soit-elle, le traitement du courrier relatif à ces demandes n'en sera que plus rapide.

L'auteur tient à remercier les très nombreuses personnes qui lui ont manifesté leur soutien et leur confiance en cette réalisation ; qu'elles soient assurées qu'il mettra tout en œuvre pour ne pas les décevoir. à suivre

C. TAVERNIER

Bloc-notes

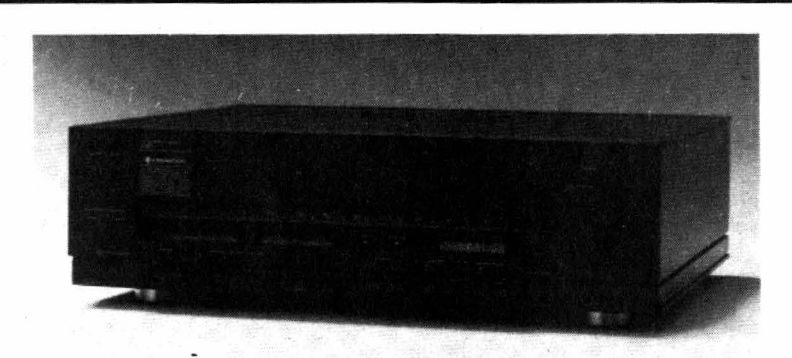
Les nouveautés Kenwood au Festival du Son 1982

L'innovation prend cette année chez Kenwood deux formes principales : une technique d'amplification qui apporte un avantage réel pour le consommateur et un concept d'appareil totalement inédit. Dans un cas comme dans l'autre, ces nouveautés sont conçues en fonction de la révolution technologique qui se prépare dans ce qu'il est désormais convenu d'appeler l'électronique de loisirs. Parallèlement, la série « Nouvelle Hi-Fi » se trouve agrandie par l'arrivée de deux mini-chaînes ; la série « V », celle des chaînes en rack, offre des possibilités de choix encore plus étendues, grâce à de nombreuses nouvelles références ; la gamme d'ampli-tuners est entièrement remaniée ; enfin, de nouveaux accessoires et enceintes vont également être présentés au Festival du Son.

La technique d'amplification qui constitue l'une des deux principales innovations Kenwood est l'amplification à haut rendement. Quant à l'autre innovation, le concept d'appareil inédit, il s'agit d'un amplificateur audio-vidéo.

L'amplification à haut rendement

Un amplificateur à haut rendement est un ampli capable de produire des puissances élevées tout en conservant la plupart des caractéristiques des amplis de puissance moyenne. L'arrivée du « compact disc » à laser sur le marché est imminente : tous les grands constructeurs ont déjà présenté des prototypes ou des exemplaires de pré-série qui fonctionnent parfaitement. Or, pour profiter à fond des qualités du disque numérique à laser, il faut des amplis de forte puissance. Les nouveaux amplis Kenwood à haut rendement, tout en étant très puissants, sont d'un encombrement normal ; ils dégagent très peu de chaleur ; leur distorsion est très basse à faible volume comme à volume élevé ; et leur prix devrait être considéré comme raisonnable.



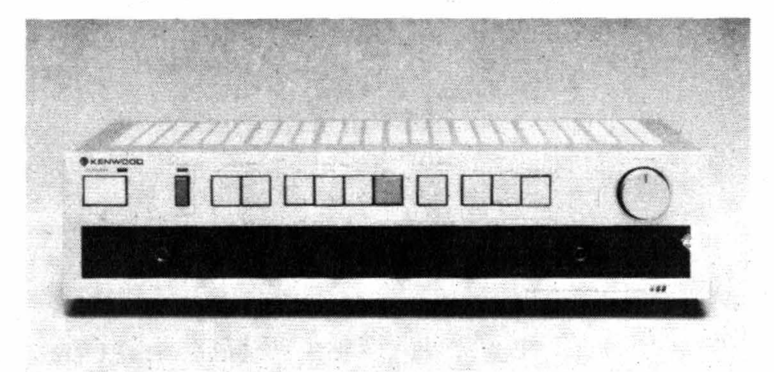
On peut, par exemple, résumer ainsi ces amplis : 120 W, 3 500 F (modèle KA-9X) ; 100 W, 3 000 F (modèle KA-7X). Ces chiffres illustrent la démarche qui a présidé à la conception de ces nouveaux produits : créer des appareils pour l'âge du numérique, mais aussi apporter un bénéfice réel au consommateur mélomane.

Dans cette gamme de nouveautés signalons dans la série Laboratoire l'ampli L02A : 170 W RMS. Ampli à haut rendement, liaison sigma. Il s'associe au Tuner L 02T. Modulation de fréquence. Nouveau circuit F.I. Anti-distorsion. Décodeur à échantillonneur. Bloqueur à courbe continue.

Les amplificateurs KA 9X : 120 W RMS et KA 7X : 100 W RMS. Tous deux sont des amplificateurs à haut rendement dotés du dispositif Sigma et l'amplificateur KA 5X : 45 W RMS.

L'amplificateur audio-vidéo

L'amplificateur audio-vidéo constitue l'autre principale nouveauté Kenwood pour le Festival du Son. Il s'agit d'un ampli sur lequel on peut raccorder non seulement les appareils habituels de haute-fidélité, mais encore toute une série d'appareils vidéo.



Cet appareil permet d'assurer les opérations suivantes : copie d'un magnétoscope sur l'autre, copie d'un vidéodisque sur un magnétoscope, enregistrement de musique sur la piste sonore d'une cassette vidéo, addition d'un commentaire parlé, enregistrement du son d'une émission de télévision ou d'une vidéocassette sur un magnétophone. Dans tous les cas, la qualité de son est supérieure au son habituel de la vidéo ; car le KVA-502 possède d'une part un réducteur de souffle (qui fonctionne même avec les cassettes enregistrées sans Dolby) et d'autre part un circuit de simulation stéréophonique. On peut même agir sur la qualité de l'image, par exemple lors d'une opération de copie où l'original laisse légèrement à désirer, grâce à une commande de netteté.

A ces deux grandes nouveautés il faut ajouter une nouvelle gamme HiFi qui comporte désormais des mini-éléments, de 35 cm de largeur, qui permettent de constituer des mini-chaînes à l'esthétique attrayante. Ces nouveaux éléments sont : un ampli de 40 W, un ampli de 20 W, un tuner 3 gammes à affichage numérique, un magnétocassette à commandes par relais et microprocesseur. Complètent ces appareils une platine de type traditionnel mais de petit gabarit et une platine originale à fonctionnement vertical, dont les mouvements sont commandés par microprocesseur.

Les nouveaux appareils de la série « V » se caractérisent par des configurations de commandes et d'indicateurs qui rendent l'utilisation facile et agréable.

magnésium. La nouveauté en matière de bande est l'apparition des bandes EE (genre chrome) pour magnétophones à bande quart de pouce. Peu de magnétophones sont équipés de la position spéciale. Ce type de bande offre un certain intérêt à basses vitesses.

Côté micro cassette, le développement est lent, les appareils sont rares, Sanyo est toujours là, JVC se lance ainsi que Sony, la plupart de ces cassettes se trouvent dans des portatifs à un ou deux compartiments.

Le double magnétophone ne se rencontre plus uniquement chez Sharp, d'autres lui ont emboîté le pas et offrent même la double vitesse ou le Dolby C.

L'auto-radio se rencontrait de temps à autre avec du matériel parfois puissant mais sans excès. Alpine présentait un exemple de son savoir-faire, en l'occurrence, un système de « navigation » routière où une carte transparente était posée sur un écran vidéo donnant la position du véhicule dans une ville.

Pour la voiture, B et W présentait une enceinte en métal moulé et soigneusement amorti, le traitement en Nextel donne un aspect velouté au produit. Voilà de quoi satisfaire les oreilles les plus exigeantes à condition d'avoir un ampli puissant, car le rendement est relativement faible. Pour une fois, l'esthétique est discrète.

Dans le domaine de l'enceinte, l'évolution est plus lente qu'en électronique, nos deux fabricants français de haut-parleurs présentent leur solution technique : le TPX pour Audax et la fibre de carbone pure chez Siare.

Le Festival du Son et de l'image est terminé, le son et l'image restent chacun de leur côté, sauf chez Kenwood, Sony ou Thomson (le groupe) où la vidéo s'alliait avec le son et reprenait la technique de la chaîne en éléments séparés...

E.L.

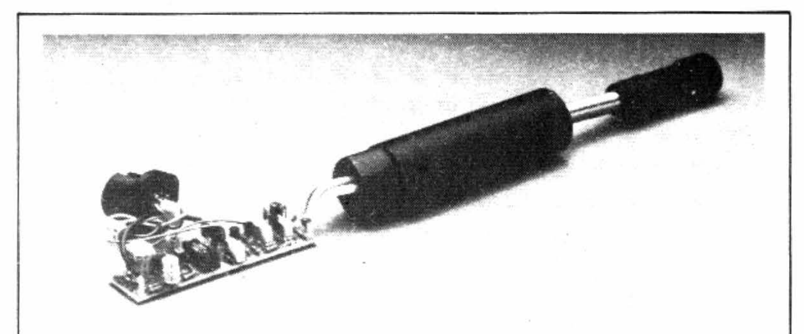


Photo F. – Un adaptateur pour utiliser la caméra Sony sur un magnétoscope VHS chez 3 M.

Bloc-notes

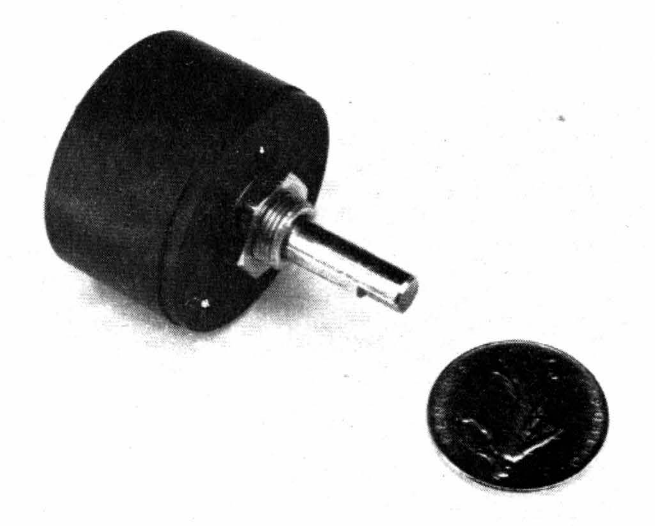
Un potentiomètre opto-électronique sans contact et sans couple

Pas de contact et pas de couple, telles sont deux des qualités de ce nouveau potentiomètre, un composant qui va être commercialisé courant juin prochain. Ce potentiomètre n'utilise pas de curseur mécanique. Ce dernier est remplacé par un pinceau lumineux. Ce pinceau éclaire une piste photo-résistante dont la résistance diminue à l'endroit où se produit l'éclairement. Cette piste est placée entre une piste conductrice qui correspond au point milieu du curseur et une piste résistante. Nous avons ici l'équivalent d'un potentiomètre classique avec une différence qui est la présence d'une résistance « de contact » plus importante que pour un potentiomètre classique.

L'absence de contact fait que le couple de frottement est absolument nul, le montage possible de l'axe sur roulement permet d'obtenir un couple très bas.

L'absence de frottement élimine tout risque de crachement. Aucune usure n'est possible. Par ailleurs, la piste est complètement enrobée ce qui lui permet de travailler dans n'importe quelle ambiance.

Ce potentiomètre est né d'une



collaboration entre Mécatron et Ségor Opto-électronique, firme dont la moitié des activités est centrée sur les pilotes automatiques pour bateaux. Ce potentiomètre est dérivé des études faites sur un compas potentiométrique opto-électronique utilisé comme capteur.

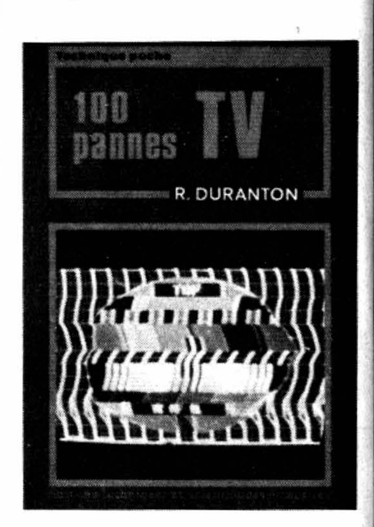
La présence de deux pistes orthogonales déposées sur le même substrat permet de disposer d'une information sur 360°, ce qui est indispensable pour un compas électronique.

Ségor Opto-électronique est le seul fabricant français de photo-résistances et photocoupleurs au sulfure et séléniure de cadmium. Ce potentiomètre est né d'une étude soutenue par la DGRST en 1975-1976. Les pistes constituant l'élément actif du potentiomètre sont au catalogue et au tarif Ségor. Depuis sa création une version linéaire existe également).

Mécatron : 2, rue Centrale, 78290 Croissy, Ségor Opto-électronique, 7, rue du Commandant-Louis-Bouchet, 94240 L'Hay-les-Roses.

BIBLIOGRAPHIE

100 PANNES TV par P. DURANTON



La plupart des pannes TV se reconnaissent sur l'écran à l'aspect de l'image ou, mieux encore, de la mire. L'auteur a donc analysé les 100 pannes les plus fréquentes des téléviseurs, tant en noir et blanc qu'en couleur, en indiquant les causes probables. De nombreuses causes pouvant provoquer une même panne, ces causes sont indiquées dans l'ordre de fréquence.

Editeur : E.T.S.F. Collection Technique Poche N° 40

Presse technique étrangère

Défauts possibles dans les amplificateurs B.F. sans transformateurs

Bien que la fiabilité de ces amplificateurs (dont le schéma de la figure 1 représente un exemple) soit reconnue par tous les techniciens, il arrive que des pannes s'y produisent. En règle générale, ces défauts sont provoqués par une surcharge soit des transistors de puissance terminaux, soit de ceux qui les précèdent, et ils se manifestent par un régime incorrect en courant continu, se traduisant par l'apparition d'une certaine tension non nulle par rapport à la masse au point A. Dans un étage où il existe un condensateur entre le point A et le haut-parleur (cas fréquent) la tension continue par rapport à la masse doit représenter la moitié de la tension d'alimentation.

Pour localiser le transistor défectueux, on connecte un voltmètre entre le point A et la masse et on déconnecte les collecteurs des transistors de sortie dans l'ordre suivant (fig. 2) : T_6, T_7, T_4, T_5, si la tension en A est positive par rapport à la masse. Si cette tension est négative, l'ordre de déconnexion sera : T_7, T_6, T_5, T_4. L'opération est poursuivie jusqu'à ce que la tension au point A redevienne normale, après quoi, à l'aide d'un ohmmètre, on recherche le (ou les) transistor défectueux parmi ceux à collecteur dessoudé.

Pour s'assurer que les transistors non dessoudés sont en bon état, on commence par court-circuiter la base et l'émetteur de T_1, après quoi on fait la même chose pour T_2. Dans le premier cas, la tension au collecteur de T_3 doit être négative, tandis qu'au second cas elle doit être positive.

Après le remplacement des transistors défectueux, il est nécessaire de régler le courant de repos, suivant les indications du constructeur. D'autre part, il est tout indiqué, pendant ces opérations de localisation de défaut, de remplacer le haut-parleur de l'appareil par une résistance bobinée dont la valeur est égale à l'impédance du H.P.

« Funkschau » (RFA), n° 10-1975

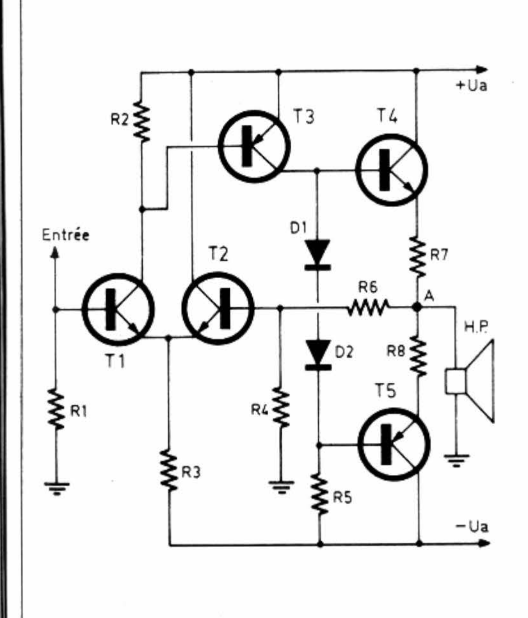


Fig. 1

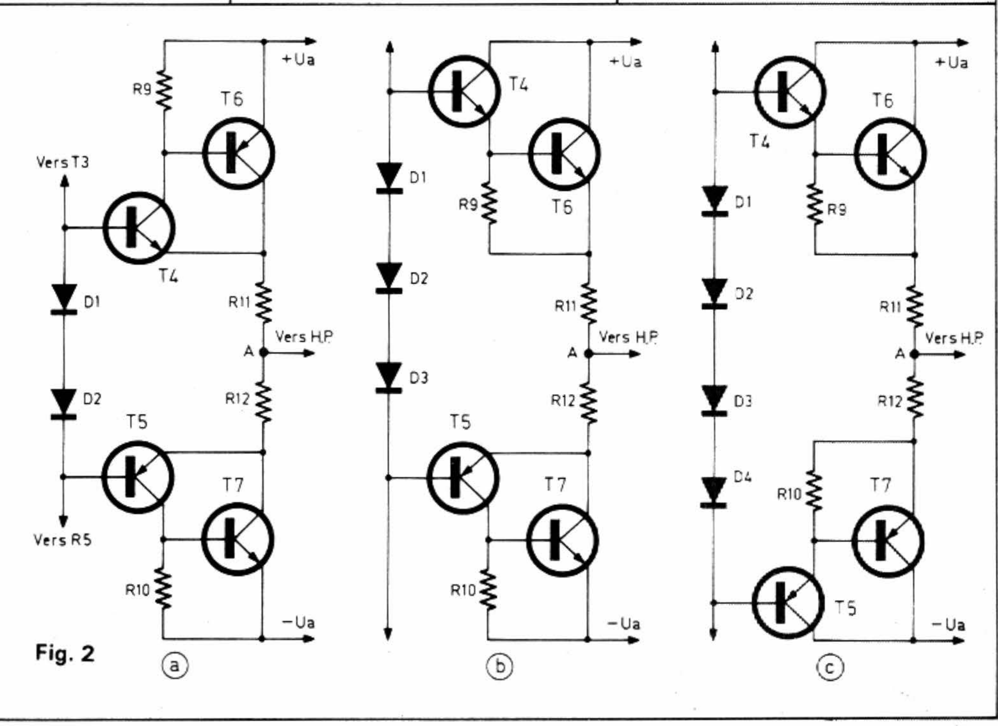
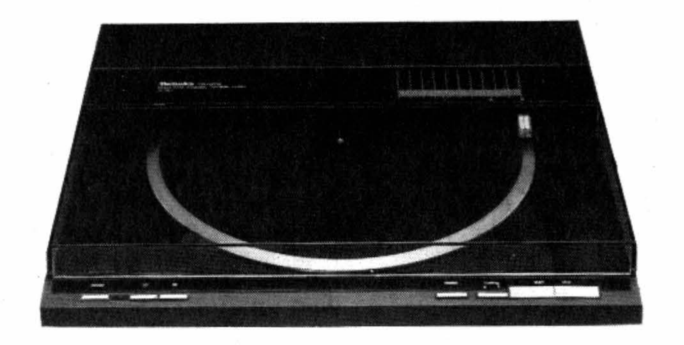
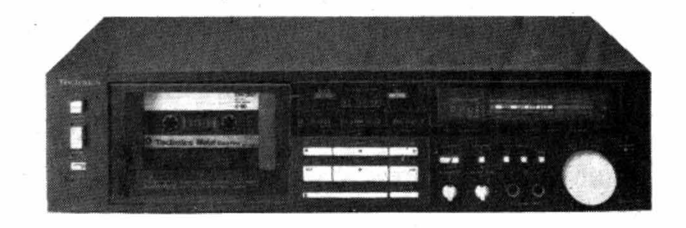
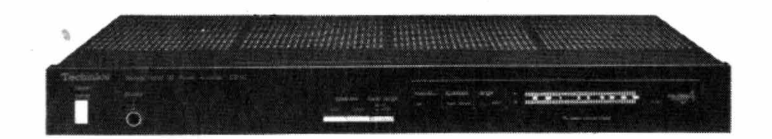


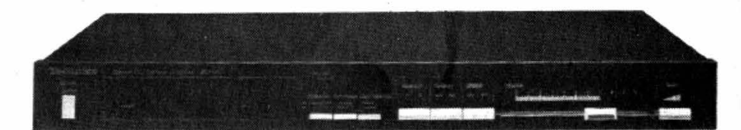
Fig. 2

Sélection de chaines HIFI









CHAINE TECHNICS SA 313

Cette chaîne comprend :
– un tuner amplificateur **TECHNICS SA 313**
– une table de lecture **DUAL CS 607**
– un magnétophone à cassette **TECHNICS RSM 230**
– deux enceintes acoustiques **3 A – A 340**

Le tuner amplificateur TECHNICS SA 313

Partie tuner :
Gammes : PO-GO-FM
Sensibilité FM : 1,9 µV.

Partie amplificateur
Puissance : 2 × 40 W
Distorsion harmonique : 0,02 %
Bande passante phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,8 dB.

La table de lecture DUAL CS 607
Platine semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement ± 0,03 % (RMS).
Rapport signal/bruit : 75 dB (pondéré).

Le magnétophone à cassette TECHNICS RSM 230
Bandes acceptées : normal – FeCr – CrO_2 – Métal.
Pleurage et scintillement : 0,038 %.
Rapport signal/bruit : 68 dB (avec Dolby).
Courbe de réponse : 20 à 18 000 Hz (avec bande métal).

L'enceinte acoustique 3 A – A 340
Puissance : 50 W.
Impédance : 8Ω
Courbe de réponse 35 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB.

CHAINE TECHNICS SE-A 7

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SE-A 7**
– un préamplificateur **TECHNICS SU A 8**
– un tuner **TECHNICS SL-DL1**
– un magnétophone **TECHNICS RS-M 273**
– Deux enceintes acoustiques **3 A – A 370**

L'amplificateur TECHNICS SE-A 7
Puissance : 2 × 60 W
Distorsion harmonique : 0,003 %.
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz (+ 0 dB – 0,2 dB).
Rapport signal/bruit : 100 dB.

Le préamplificateur TECHNICS SU-A 8
Distorsion harmonique : 0,02 %
Rapport signal/bruit phono : 70 dB.
Courbe de réponse phono : 20 à 20 000 Hz (± 0,2 dB).

Le tuner TECHNICS STS 6
Gamme de fréquences : 87,5 à 108,02 MHz.
Sensibilité : 0,95 µV.
Rapport signal/bruit : 78 dB.
Courbe de réponse : 5 à 18 000 Hz (+ 0,2 dB, – 0,5 dB)
Séparation stéréo : 55 dB

La table de lecture TECHNICS SL-DL1K
Table de lecture à bras tangentiel et entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,02 % WRMS
Ronronnement : 78 dB (DIN B)

Le magnétophone TECHNICS RS-M 273
Bandes acceptées : normal – CrO_2 – FeCr – Métal
Pleurage et scintillement : 0,037 %.
Rapport signal/bruit : 69 dB (avec Dolby).
Courbe de réponse : 18 à 21 000 Hz avec bande métal.

L'enceinte acoustique 3 A – A 370.
Puissance : 70 W.
Impédance : 8 Ω
Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 92 dB.

CHAINE MITSUBISHI DA-A 30

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **MITSUBISHI DA-A 30**
– un préamplificateur **MITSUBISHI DA-P 30**
– un tuner **MITSUBISHI DA-F 30**
– une table de lecture **TECHNICS SL-QL 1**
– deux enceintes acoustiques **JBL-R 123**

L'amplificateur MITSUBISHI DA-A 30
Puissance : 2 × 105 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,003 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,006 %.
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz ± 0,1 dB.
Rapport signal/bruit : 109 dB (DIN).

Le préamplificateur MITSUBISHI DA-P 30
Distorsion harmonique : 0,004 %.
Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz ± 0,2 dB.
Rapport signal/bruit : 92 dB.

Le tuner MITSUBISHI DA-F 30
Tuner FM stéréo à synthétiseur.
Gamme : 87,7 à 107,9 MHz.
Sensibilité : 1,8 µV.
Rapport signal/bruit : 85 dB.
Distorsion harmonique : 0,05 %

La table de lecture TECHNICS SL-QL1
Platine à entraînement direct pilotée par quartz.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,012 %.
Ronronnement : – 78 dB (DIN-B).

L'enceinte acoustique JBL R 123
Puissance : 125 W.
Sensibilité : 90 dB.
Impédance : 6 Ω
Enceinte acoustique à 3 voies.

LES APPAREILS DE MESURE

dans le dépannage T.V.

Des transistors aux circuits intégrés

DANS un article précédent (H.P. n° 1672, septembre 1981), nous avons analysé sommairement le schéma fonctionnel de la partie chrominance d'un téléviseur couleur relativement récent et entièrement transistorisé, mais n'utilisant pas de circuits intégrés, ce qui permettait de mieux distinguer les différentes fonctions de l'ensemble et de comprendre l'influence de tel ou tel circuit sur un autre.

Cependant, depuis plusieurs années déjà, les éléments discrets cèdent la place aux circuits intégrés spécialement conçus pour les téléviseurs couleur, réunissant, chacun, plusieurs fonctions, de sorte que la section chrominance, par exemple, aux performances plus poussées que celles de la figure 1 de notre article précédent, se trouve actuellement réduite aux schémas des figures 4 et 5 où l'on dénombre 12 transistors et 3 circuits intégrés, contre 59 transistors pour la figure 1.

Bien entendu, les schémas des figures 4 et 5 appartiennent à une série de téléviseurs d'une certaine marque (**Grundig**, en l'occurrence), mais d'autres constructeurs suivent un chemin tout à fait semblable, à cause, surtout, des circuits intégrés utilisés où le choix se réduit souvent à un seul modèle pour un certain ensemble de fonctions, ce qui est le cas, notamment, des circuits TCA640 et TCA650, et aussi, à un degré moindre, du circuit TDA3501.

Ces trois circuits sont placés sur deux modules, petites platines fixées sur la platine principale à l'aide de connecteurs, et dont on peut voir le détail, côté composants, sur les photos D (module décodeur) et E (module RVB). Signalons, en passant, que les trois circuits intégrés ci-dessus renferment, ensemble, plus de 200 transistors, sans compter d'innombrables résistances et diodes. Le TCA640 réunit les circuits d'entrée, d'identification, la bascule, le portier avec ses circuits annexes, et les liaisons directe et retardée avec le TCA650, qui contient le permutateur et les discriminateurs R-Y et B-Y.

Le TDA3501 est un circuit intégré assez volumineux, à 28 broches, que l'on voit bien sur la photo E et dont la particularité réside dans le fait qu'il reçoit les deux signaux « différences », R-Y et B-Y résultant de la démodulation, plus le signal de luminance (Y) arrivant sur la broche 15, et qu'il transforme le tout de façon à obtenir les trois signaux nécessaires pour attaquer les cathodes du tube-image. Cette transformation comprend, successivement :
– alignement du niveau du noir pour les deux voies ;
– réglage de la saturation ;
– matriçage de R-Y et de B-Y pour obtenir le V-Y du vert ;
– amplification du signal de luminance Y ;
– matriçage de ce signal avec R-Y, B-Y et V-Y et l'apparition des trois signaux « fondamentaux », R, V et B ;
– passage de ces signaux par un ensemble de commutation, qui intervient pour mettre en circuit ou déconnecter la prise « Péri » ;
– intervention d'un système régulateur de contraste ;
– dosage de la lumière et, de nouveau, la fixation du niveau du noir ;
– formation des signaux d'effacement des retours trames et lignes ;
– limitation bilatérale des trois signaux pour écarter tout danger de saturation des transistors de sortie ;
– réglage du blanc agissant sur les trois voies ;
– fixation du niveau du noir pour les étages de sortie ;
– amplification des trois signaux dans les étages drivers d'abord, puis dans les étages de sortie, seuls extérieurs au circuit intégré, avec, pour chaque voie, une boucle de contre-réaction englobant le tout.

A côté de la « formule » chrominance que nous venons d'analyser rapidement, il existe, comme nous l'avons dit plus haut, d'autres solutions, utilisées sur des transistors très récents, comme, par exemple, celle de **Océanic**, qui utilise les circuits intégrés TCA640, TCA650, TCA660 et TDA2530, réunissant à peu près les mêmes fonctions dont il vient d'être question et dont nous aurons l'occasion prochainement d'analyser le fonctionnement et les particularités.

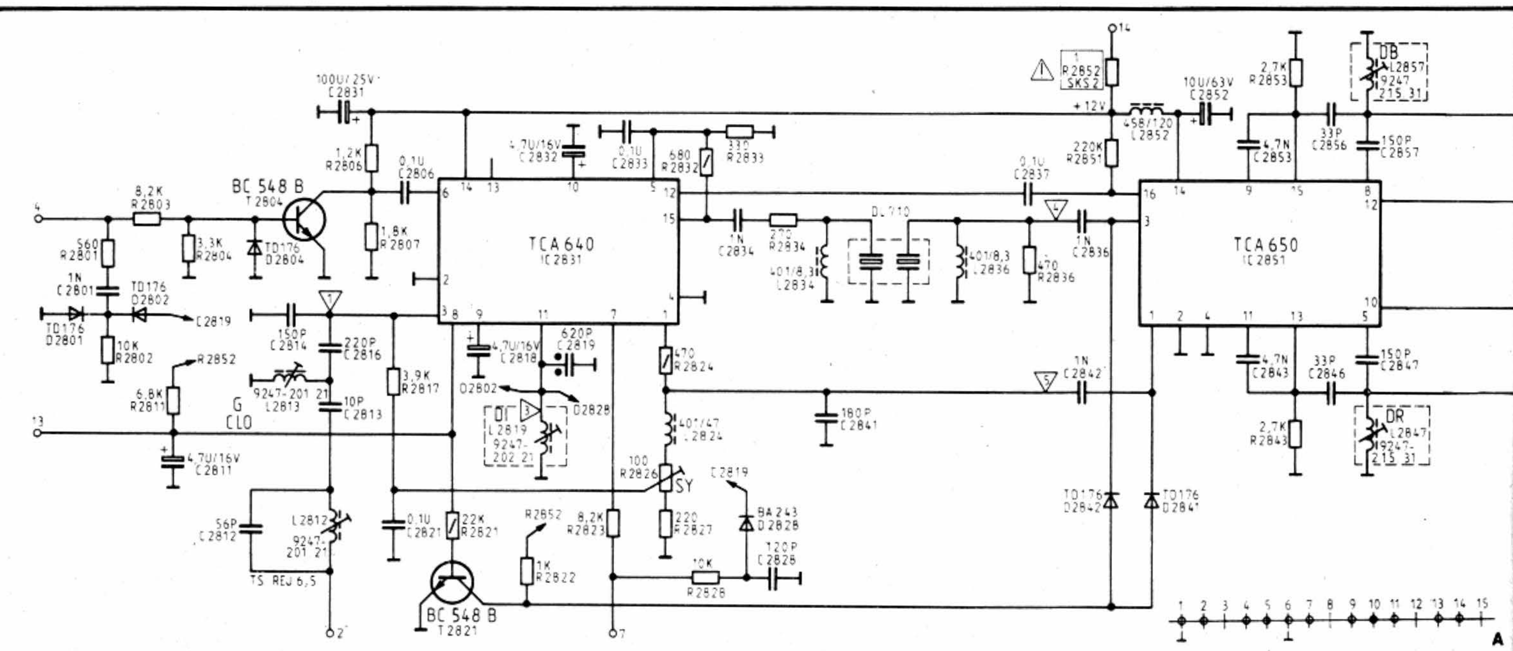
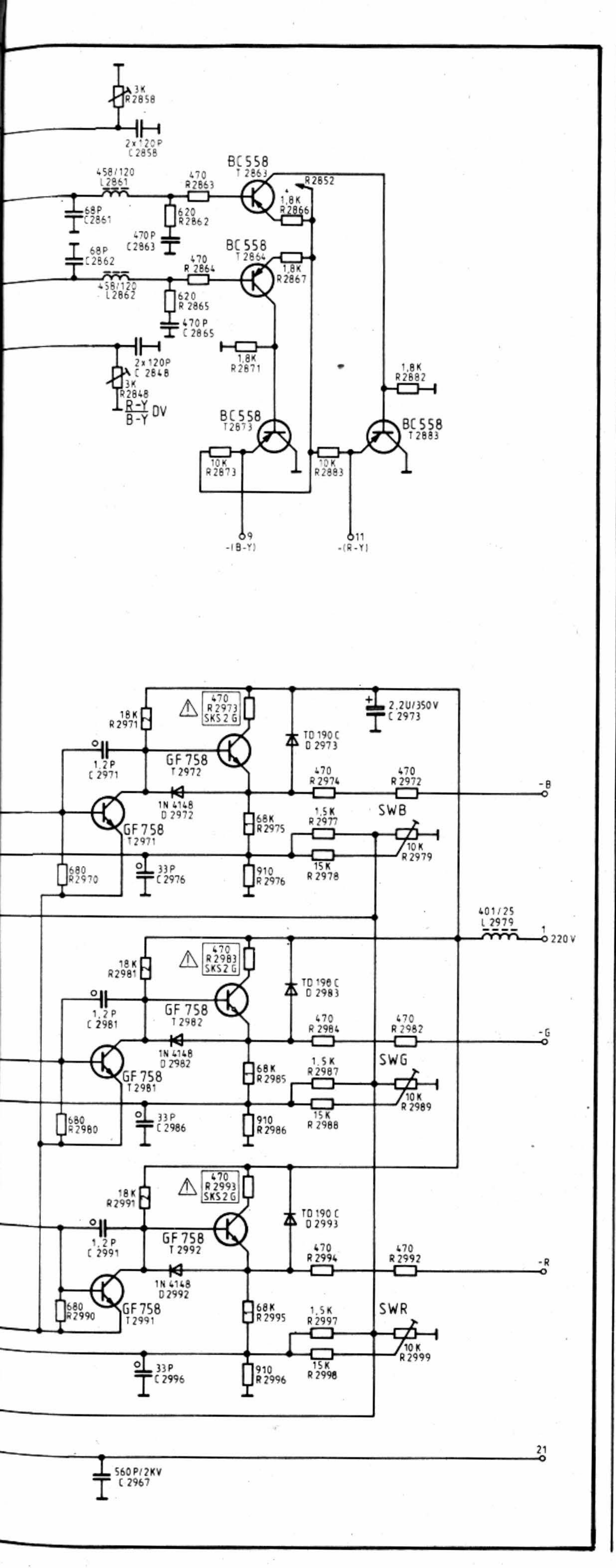


Fig. 4. – Schéma du module décodeur du téléviseur « Super Color 5309FR (Grundig). Étant donné qu'il s'agit de la reproduction d'une documentation originale, certaines particularités du dessin sont à préciser. Les numéros disposés sur le pourtour du dessin correspondent à ceux des broches du connecteur représenté en A. Toutes les résistances sont du type 0,1 W, sauf R2821, R2832 et R2824 : 0,33 W. La résistance R2852 est d'un type spécial : SKS2. Pour les résistances, l'absence d'une lettre après le chiffre équivaut à Ω, tandis que K = kΩ et M = MΩ. En ce qui concerne les condensateurs, P = pF, N = nF et U = µF. Les diodes TD176 sont probablement des éléments triés spécialement pour Grundig, analogues à BA176, 1N4148, BAX16, etc. Les petits points placés à côté des condensateurs indiquant la tension de service : aucun point ⩽ 160 V ; 1 point 250 V ; 2 points 400 V.

Fig. 5. – Schéma du module RVB du même téléviseur. Les résistances R2975, R2985 et R2995 sont des 1 W, tandis que R2971, R2981 et R2991 sont des 2 W. Ce module est réuni à celui de la figure 4 par les liaisons 9 à 28 pour B-Y et 11 à 27 pour R-Y.



A la recherche d'une panne

Il ne sera question, dans ce qui suit, que d'une panne éventuelle dans un des circuits de la section chrominance, illustrée ici par les deux schémas des figures 4 et 5, mais qui peut être réalisée et représentée d'une façon assez différente, sans que le principe général de fonctionnement soit en jeu, bien entendu.

Dans le cas des figures 4 et 5, l'attaque du tube-image se fait suivant le schéma 2b (matriçage externe), ce qui veut dire, en particulier, que la luminosité de l'image peut être perturbée soit dans son ensemble, soit séparément pour une ou deux des trois couleurs, auquel cas le circuit intégré TDA3501 peut être soupçonné. Mais, d'une façon générale, notre propre expérience nous a montré que les circuits intégrés utilisés actuellement dans les téléviseurs étaient parfaitement « fiables » et que leur destruction était presque toujours due à une fausse manœuvre du manipulateur. Par exemple, en mesurant un jour la tension à la base du T2971 (fig. 5, env. 8 V) nous n'avons pas pu empêcher la pointe de touche de glisser et de venir aussi en contact avec le collecteur du même transistor (135 V). Ce dernier a résisté, mais pas le circuit intégré.

Il faut donc faire attention et ce n'est pas toujours facile, car l'entassement des composants est souvent tel que la pointe de touche se trouve à quelque 2 mm à peine d'une soudure « dangereuse » et qu'on est obligé de l'y maintenir tout en regardant le cadran du voltmètre, par exemple. Et il faut encore ajouter à cela que le remplacement d'un C.I. n'est pas particulièrement une partie de plaisir, à moins que le constructeur de l'appareil n'ait eu l'intelligence de prévoir un support. Cependant, dans ce dernier cas, il ne faut surtout pas abandonner une prudence de serpent et de croire que tout nous est permis. En particulier, il est exclu de retirer ou de remettre en place un circuit intégré sous tension, même si cette dernière n'est que de quelques volts. Et il est même hautement recommandé de « décharger », par un contact avec la masse, les circuits aboutissant à toutes les broches du C.I., opération qui nous donnera de bonnes habitudes dont nous aurons grand besoin lorsqu'il s'agira de manipuler des circuits MOS.

Pour résumer, nous nous tournerons vers la section « chroma » du téléviseur chaque fois que nous serons en présence d'un défaut affectant la qualité « artistique » de l'image : contraste insuffisant ou excessif, absence totale ou disparition intermittente de la couleur, image uniformément bleutée, verdâtre ou rougeâtre, manque ou inversion de certaines couleurs sur la mire de barres, saturation de couleurs insuffisante ou excessive sans possibilité de réglage, etc.

Pour localiser un défaut, le procédé le plus sûr, et valable pour un téléviseur de n'importe quelle marque, consiste à vérifier toute la section chrominance-luminance, des points 4 et 13 de la figure 4 aux sorties R, V (G) et B de la figure 5 : mesure des tensions et, si cela ne donne aucun résultat certain, relevé des oscillogrammes. Bien entendu, cela représente une perte de temps non négligeable, si nous devons aller au bout de toutes ces opérations, mais, heureusement, la façon dont le défaut se manifeste sur l'écran nous met très souvent sur la voie, en quelque sorte, et permet de « court-circuiter » une bonne partie de mesures.

Il ne faut pas oublier, cependant, que la coloration des 7 barres couleurs normalisées (fig. 6), avec la huitième barre, toujours noire, à droite, se dégrade dans sa totalité dans le cas où une seule couleur primaire (rouge, bleu ou vert) manque, mais

que l'aspect de l'image anormale peut varier profondément non seulement en fonction de la couleur primaire qui manque, mais aussi suivant le mode d'attaque retenu pour le tube-image (fig. 2a ou 2b). Nous verrons tout cela en détail plus loin, après avoir analysé les tensions et les oscillogrammes que nous devons relever sur un ensemble « chroma » du type des figures 4 et 5 fonctionnant normalement.

Circuit intégré TCA640

Il comprend tout d'abord une entrée (broche 3) qui reçoit, amplifie et limite le signal de chrominance mis en forme pour le circuit cloche. D'autre part, un système utilisant des impulsions de retour lignes et trames assure l'identification du signal reçu (couleur ou noir-blanc) et, éventuellement, provoque le fonctionnement du portier, dont l'état est commandé également par la bascule, dont l'un des transistors est bloqué en couleur et saturé dans les autres cas. Le collecteur de ce transistor sort à la borche 8 et doit être relié extérieurement, à travers une résistance, à l'alimentation. L'information obtenue est envoyée, suivant le cas, sur le TCA650 ou le TCA660, de manière à bloquer ou non les voies de chrominance de ce circuit.

Sur les broches 1 et 15 on dispose de signaux limités à haut niveau, qui sont dirigés vers le circuit intégré suivant, le TCA650, l'un directement, l'autre à travers une ligne à retard de 64 μs.

Le tableau 1 ci-après résume les tensions continues relevées aux broches du circuit TCA640 de six téléviseurs différents, ce qui nous facilitera l'appréciation d'une valeur mesurée sur un téléviseur en panne.

Les numéros des broches sont indiqués à gauche, sauf 2 et 16, qui sont réunis à la masse et où, par conséquent, on ne trouve aucune tension continue. En ce qui concerne la borche 11, on n'y trouve aucune tension continue mesurable, mais un signal à la fréquence d'une certaine amplitude, généralement de 0,8 à 1 V c. à c. La tension d'alimentation, qui arrive sur 14, est le plus souvent comprise entre 12 et 15 V. Sur les six colonnes du tableau 1 les deux premières ont été établies d'après les chiffres indiqués par le constructeur, ce qui explique l'absence de

Tableau 1. – Tensions continues normales que l'on doit trouver aux différentes broches d'un TCA 640.

	Mini-châssis 31 et 41 **Océanic** 1981	Châssis 1684 **Océanic** 1977	5309 FR **Grundig** 1980	561111 **Océanic** 1980	59627 **Körting** 1980	« Atlanta » **Blaupunkt** 1979
1	8 V	9,3 V	8,6 V	8 V	8,6 V	10 V
3	3 V		2,7 V	2,9 V	2,7 V	3 V
4	4,5 V	4,8 V	masse	4,7 V	masse	masse
5	3 V	3,2 V	2,7 V	2,9 V	2,6 V	3 V
6			– 0,08 V	– 0,14 V		– 0,5 V
7			0,47 V	2,75 V		nulle
8		10 V	8,2 V	3,25 V	5,3 V	13,2 V
9	5,6 V	6 V	6,1 V	5,6 V	5,8 V	7 V
10	5,2 V	6 V	5,6 V	5,1 V	5,3 V	6,9 V
11						
12	2,6 V		2,7 V	2,5 V	2,75 V	3,2 V
13			8,9 V	8,25 V		10 V
14	11,2 V	12 V	11,4 V	10,8 V	11,5 V	13,2 V
15	8,2 V	9,3 V	8,4 V	8 V	8,5 V	10 V

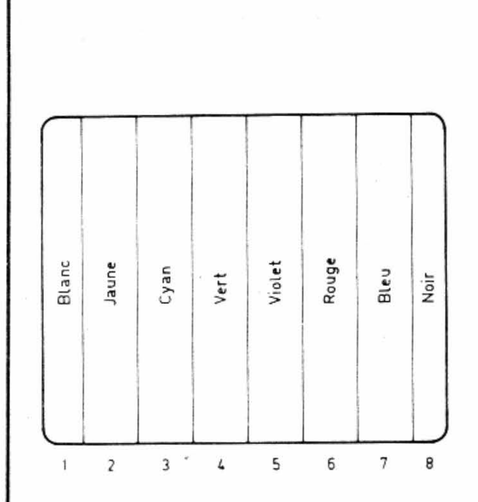


Fig. 6. – Répartition des couleurs sur une mire de barres verticales.

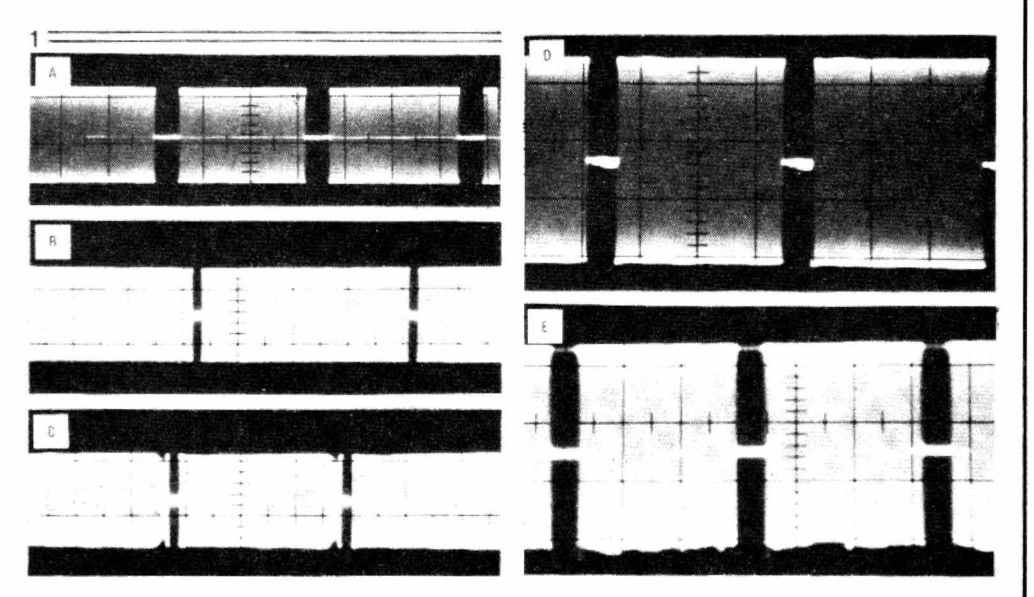


Fig. 7. – Différents aspects du signal que l'on peut relever sur la broche 1 du TCA640. Amplitude moyenne : 1,7 à 1,8 V.

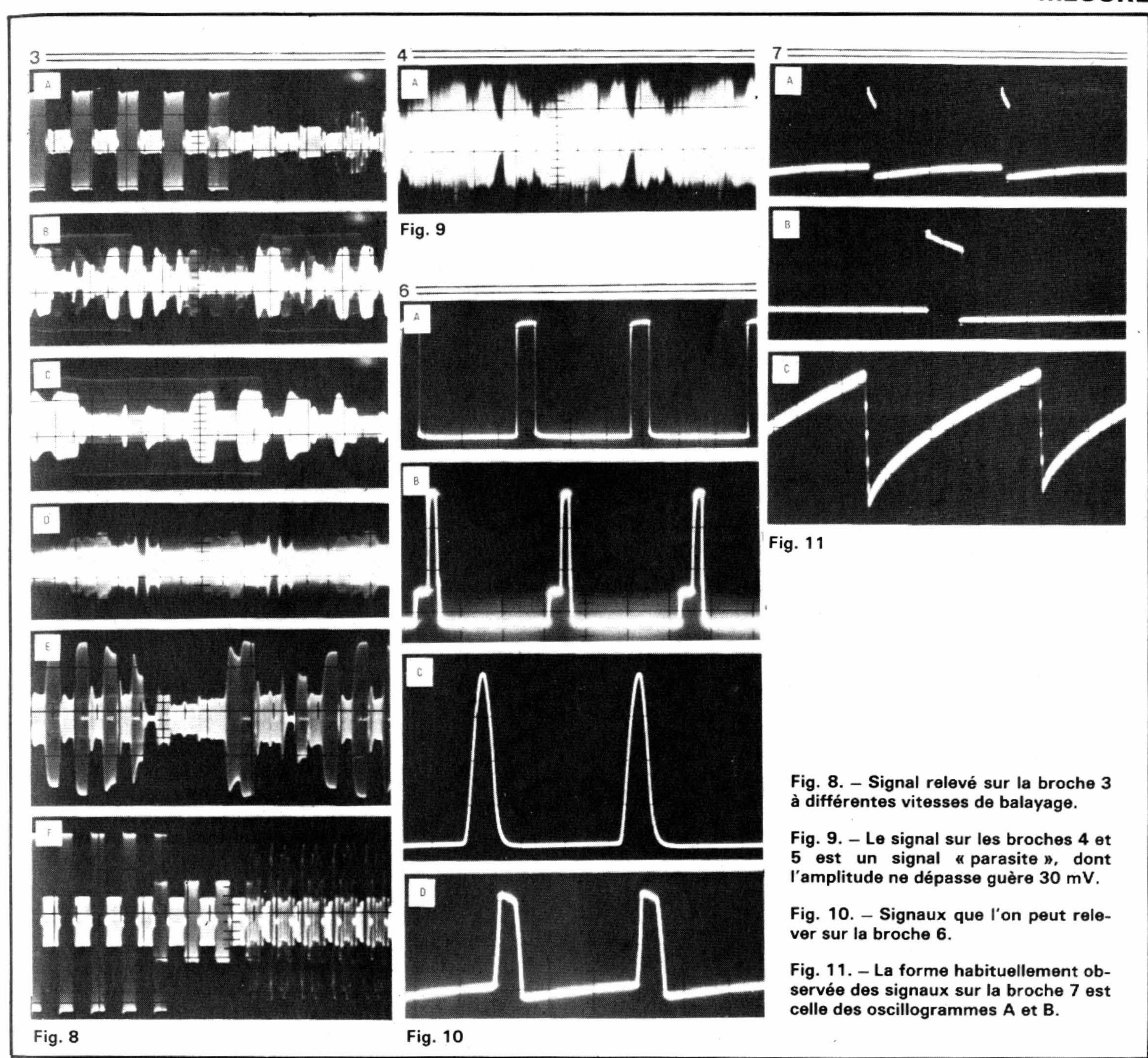


Fig. 8 Fig. 9 Fig. 10 Fig. 11

Fig. 8. – Signal relevé sur la broche 3 à différentes vitesses de balayage.

Fig. 9. – Le signal sur les broches 4 et 5 est un signal « parasite », dont l'amplitude ne dépasse guère 30 mV.

Fig. 10. – Signaux que l'on peut relever sur la broche 6.

Fig. 11. – La forme habituellement observée des signaux sur la broche 7 est celle des oscillogrammes A et B.

quelques valeurs, tandis que les quatre dernières résument les résultats de nos mesures personnelles. Enfin, le fait que la broche 4 se trouve parfois à la masse est dû, évidemment, à une particularité du schéma que nous ne pouvons guère analyser ici.

La tension à la broche 8 s'effondre, en général, lorsqu'on passe en noir-blanc ou, en d'autres termes, lorsque le portier reste fermé par suite d'un défaut quelconque. C'est ainsi que pour la colonne 2 elle tombe à 0,3 V en noir-blanc, au lieu de 10 V en couleur.

Pour réduire au maximum l'erreur de mesure, il est nécessaire d'utiliser un voltmètre de 40 kΩ/V ou, de préférence, un voltmètre électronique, dont la résistance d'entrée est de l'ordre de 10 MΩ sur toutes les gammes.

Si la mesure des tensions ne révèle rien de nettement anormal, il vaut mieux, sans perdre le temps, passer à l'examen des oscillogrammes, que nous avons essayé de présenter ci-après d'une façon aussi complète que possible.

Oscillogrammes

L'examen des oscillogrammes relevés en différents points d'un circuit et l'interprétation de leur amplitude et de leur forme, en tenant compte de la vitesse de balayage adoptée (le plus souvent, trames 2 à 5 ms et ligne 20 à 10 µs) nous permet de dire si le signal en tel ou tel point est normal, à condition, bien entendu, de connaître son allure normale, que nous nous efforcerons de montrer dans ce qui suit.

Il est nécessaire, cependant, de tenir compte de certains phénomènes qui peuvent, si on n'est pas prévenu et si on ne prend pas quelques précautions élémentaires, fausser complètement la forme d'un signal ou en faire apparaître un là où il ne doit y en avoir aucun. La cause de toutes ces perturbations a son origine dans le système de balayage lignes et, plus particulièrement, dans son étage de puissance où nous sommes en présence d'oscillations de fréquence relativement élevée et d'impulsions de très grande amplitude

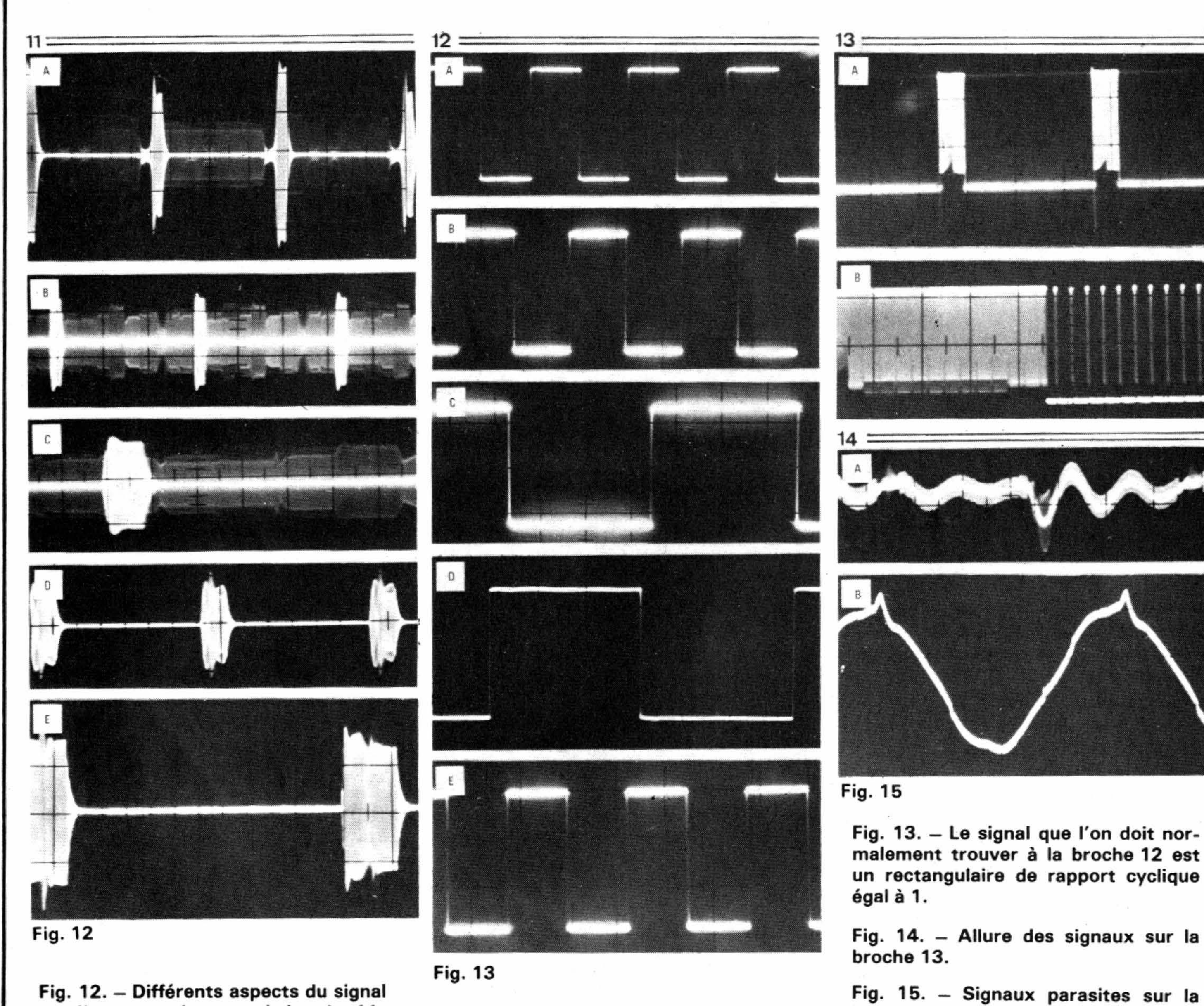


Fig. 12

Fig. 13

Fig. 15

Fig. 12. – Différents aspects du signal que l'on peut relever sur la broche 11.

Fig. 13. – Le signal que l'on doit normalement trouver à la broche 12 est un rectangulaire de rapport cyclique égal à 1.

Fig. 14. – Allure des signaux sur la broche 13.

Fig. 15. – Signaux parasites sur la broche 14.

(1 000 V et plus) qui rayonnent énergiquement à une distance non négligeable. Pour s'en convaincre, il suffit de commuter la fréquence de balayage de l'oscilloscope sur 10 ou 20 µs, de placer l'atténuateur d'entrée sur une position de sensibilité moyenne et de promener la sonde dans le voisinage du transformateur de sortie lignes, sans aucun contact de la pointe de touche avec quelque connexion que ce soit, bien entendu. Et on verra apparaître sur l'écran de l'oscilloscope des pointes caractéristiques de « lignes » avec une amplitude qui peut atteindre plusieurs volts.

Or, lorsqu'on relève un oscillogramme en un point pas trop éloigné de l'étage de sortie lignes, la prise de masse de la sonde peut se trouver assez loin de ce point, de sorte que le circuit d'entrée de la sonde forme alors une boucle placée dans le champ de rayonnement lignes. Résultat : si un signal « utile » quelconque existe au point exploré, il risque fort d'être déformé par la superposition du signal « parasite » lignes ; si aucun signal n'existe normalement au point exploré, on peut être induit en erreur par la présence de ce signal parasite.

Remède, généralement assez efficace : connecter la prise de masse de la sonde à un point aussi voisin que possible du point de mesure.

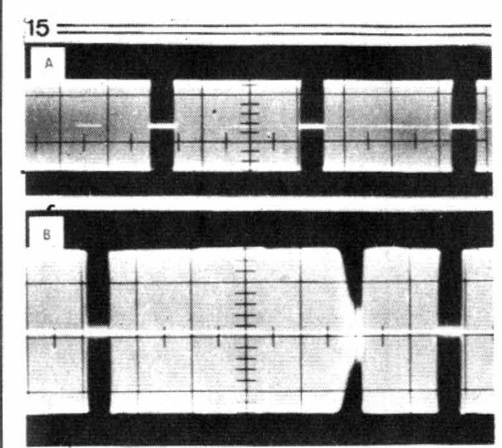
En dehors des perturbations de ce genre, l'aspect d'un oscillogramme peut varier en fonction d'un certain nombre de facteurs comme nous le verrons par les exemples qui suivent.

Afin de faciliter la comparaison de ce que chacun peut observer éventuellement et les signaux que nous avons réellement relevés et photographiés sur quatre téléviseurs différents, nous avons partagé tous les oscillogrammes en un certain nombre de blocs, en tête desquels figure le numéro correspondant à celui de la broche concernée du TCA640. Quant aux téléviseurs qui ont fourni ces oscillogrammes, il s'agit du « Super Color 5903 » **(Grundig)**, du 56-1111 **(Océanic)**, du 59627 **(Körting)** et du « Atlanta » **(Blaupunkt)**, que nous désignerons, pour simplifier, dans tout ce qui suit, par les symboles G, Oc, K et B, qui seront indiqués entre parenthèses pour chaque oscillogramme, avec la vitesse de balayage, en ms/cm ou en µs/cm, et l'amplitude du signal, en volts crête-à-crête.

1. (fig. 7)

A (G), 20 µs/cm, 2 V ;
B (Oc), 5 ms/cm, 2 V ;
C (Oc), 20 µs/cm, 0,95 V ;
D (K), 20 µs/cm, 1,8 V ;
E (B), 20 µs/cm, 1,7 V.

Si on ne tient pas compte



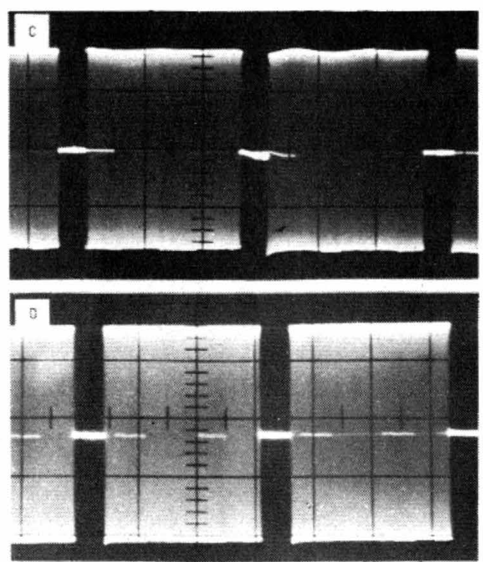


Fig. 16. – Allure des signaux sur la broche 15. En ce qui concerne l'anomalie de l'oscillogramme B, voir le texte.

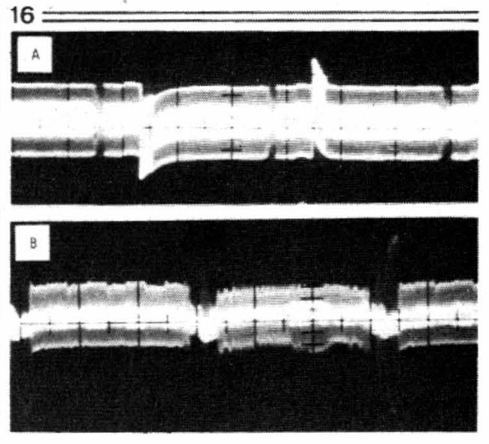


Fig. 17. – Signaux parasites sur la broche 16.

des différences du temps de pose et de la distance, on peut dire qu'on trouve en ce point un signal de même allure quel que soit le téléviseur.

3. (fig. 8)
A (G), 0,1 ms/cm, 0,6 V ;
B (G), 20 µs/cm, 0,6 V ;
C (G), 10 µs/cm, 0,6 V ;
D (Oc), 20 µs/cm, 0,1 V :
E (K), 20 µs/cm, 0,75 V ;
F (B), 0,2 ms/cm, 0,82 V.

On constate facilement que B et E représentent le même signal, avec quelques différences de détail et un temps de pose plus adapté pour E. Le signal D, où on reconnaît certains détails de B et de E, semble anormalement brouillé et son amplitude paraît trop faible par rapport aux autres.

4. (fig. 9) – A (Oc), 20 µs/cm, 30 mV. Exemple d'un signal « parasite » n'ayant aucune signification pratique, dont l'image présente, d'ailleurs, l'allure d'un souffle, soulignée par une amplitude très faible, ce qui est toujours suspect.

5. – Même signal que sur la broche 4.

6. (fig. 10)
A (G), 20 µs/cm, 6,5 V ;
B (Oc), 20 µs/cm, 7 V ;
C (K), 20 µs/cm, 8 V ;
D (B), 20 µs/cm, 12 V.

Variations assez curieuses du signal d'un téléviseur à l'autre, laissant supposer des différences de schémas que nous ne pouvons guère analyser ici.

7. (fig. 11)
A (Oc), 5 ms/cm, 12,5 V ;
B (Oc), même signal, mais étalé ;
C (B), 2 ms/cm, 65 mV. Ce dernier signal est très certainement anormal et n'a rien à faire à la broche 7. Vérification faite sur d'autres téléviseurs, c'est la forme des signaux A et B (ou analogue) qui est correcte.

11. (fig. 12)
A (G), 20 µs/cm, 1 V ;
B (Oc), 20 µs/cm, 1 V ;
C (Oc), 5 µs/cm, 1 V ;
D (K), 20 µs/cm, 1,2 V ;
E (Bê, 10 µs/cm, 0,8 V.

12. (fig. 13)
A (G), 50 µs/cm, 6 V ;
B (Oc), 50 µs/cm, 3 V ;
C (Oc), 20 µs/cm, 3 V ;
D (K), 20 µs/cm, 2,8 V ;
E (B), 50 µs/cm, 3 V.

13. (fig. 14)
A (B), 20 µs/cm, 3,5 V ;
B (B), 0,5 ms/cm, 3,5 V.

L'oscillogramme A n'est pas caractéristique pour le circuit TCA 640 en général et on trouve, sur certains téléviseurs, une sorte d'impulsion « bilatérale » et symétrique de quelque 5 Vc.à c. D'ailleurs, sur un grand nombre de téléviseurs de tout provenance, la broche 13 n'est reliée à rien.

14. (fig. 15) – A (K), 20 µs/cm, 0,1 V. Ondulation parasite, composée probablement d'un résidu de plusieurs signaux et relevée aux bornes d'un condensateur de découplage de 100 µF. Il est certain que si l'amplitude d'une telle ondulation atteint ou dépasse 1 V, par exemple, il faut vérifier l'état du condensateur électrochimique correspondant. – B (B), 10 ms/cm, 0,35 V. Même remarque que ci-dessus.

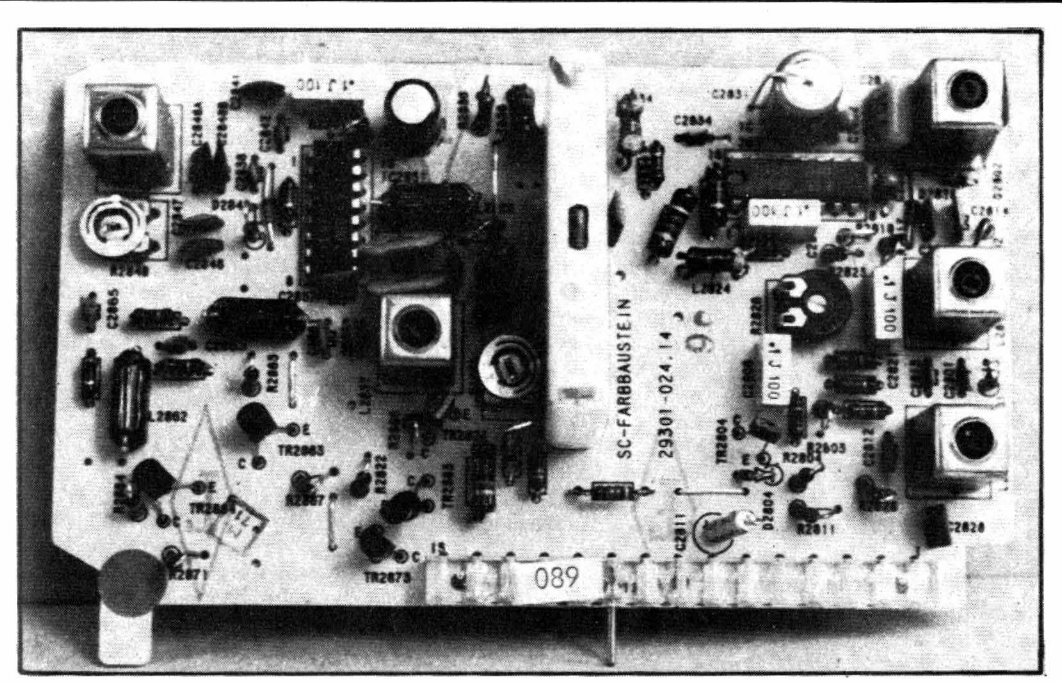


Photo D. – Vue, côté composants, du module « Décodage », où l'on voit, en haut et à droite, le C.I. TCA640.

15. (fig. 16)
A (G), 20 μs/cm, 2 V ;
B (Oc), 10 μs/cm, 1,5 V ;
C (K), 20 μs/cm, 1,8 V ;
D (B), 20 μs/cm, 1,8 V.

Nous n'avons aucune explication à formuler en ce qui concerne « l'accident » qui affecte l'image de l'oscillogramme B représentant une ligne et qui se répète sur toutes les lignes. Cela ressemble à l'action d'un filtre réjecteur qui pourrait être constitué par les éléments placés à l'entrée de la ligne à retard à laquelle aboutit la sortie 15. Toujours est-il que le téléviseur sur lequel cet oscillogramme a été relevé ne présentait aucune anomalie sur l'image.

16 (fig. 17)
A (Oc), 20 μs/cm, 0,1 V ;
B (K), 20 μs/cm, 70 mV.

Deux exemples particulièremen éloquents de « faux » signaux, puisqu'ils ont été relevés sur la broche 16, réunie à la masse.

La prochaine fois nous ferons un travail analogue, mais pour les circuits intégrés TCA650 et TDA3501.

W. SOROKINE

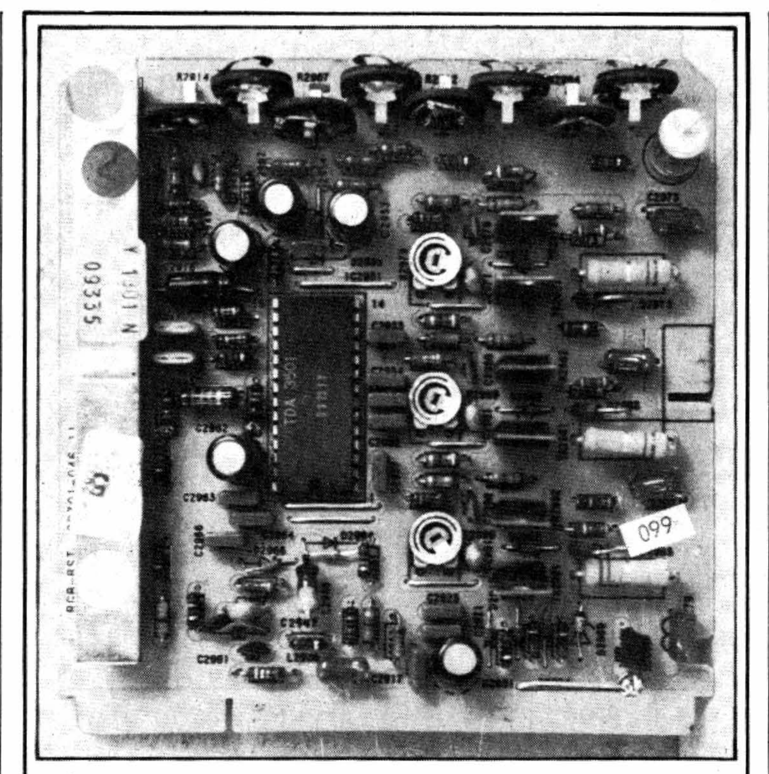
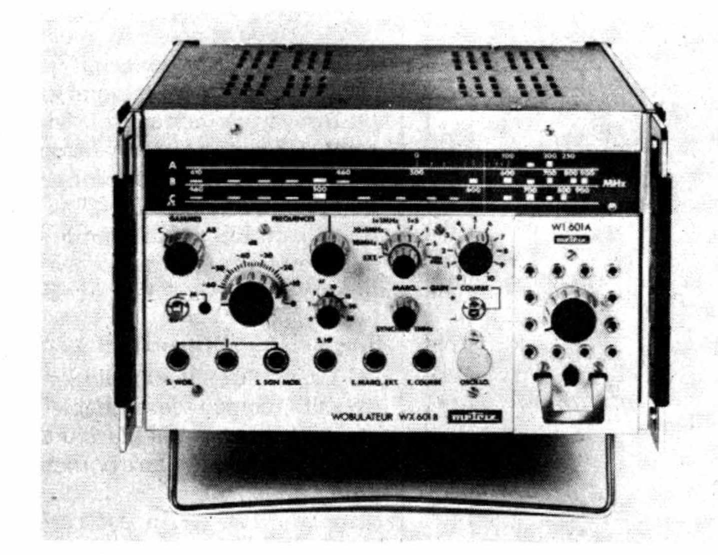


Photo E. – Vue, côté composants, du module RVB. Les six transistors de puissance (étages de sortie) en boîtiers TO-220, sont visibles dans la partie inférieure, au-dessous des trois potentiomètres ajustables.

Bloc-notes

Wobulateur Metrix WX601



Wobulateur pour le relevé de la courbe de sélectivité des étages UHF (tuner) VHF rotacteur, FI discriminateur et de tous circuits travaillant dans la gamme couverte par l'appareil.

Repérage en fréquence des points intéressants de la courbe à l'aide de marqueurs.
Fréquences : 0,5 à 950 MHz.
Excursion de fréquence : 35 MHz à 10 kHz en double trace. 35 MHz à 250 kHz en simple trace.
Niveau de sortie wobulée : 100 mV environ sans atténuateur. 50 mV environ avec atténuateur.
Impédance de source : 75 (50 ou 60 sur option).
Niveau de sortie son modulé : 50 mV environ. Fréquence BF 1 000 Hz.
Marquage : De 0 à 60 MHz : 10 MHz et 10 MHz + 1 MHz.
Bandes I et III : marqueurs image et son avec tiroir rotacteur W1601. Bandes IV et V : marqueurs FI (32,7 MHz et 39,2 MHz) avec tiroir W2601.
Voie courbe : Impédance d'entrée : 1 M. Gain : 30. Bande passante : 20 à 15 000 Hz.
Balayage horizontal : 50 Hz sinusoïdal - phase variable sur 120° - Inverseur de phase 180°.
Alimentation : 110 à 230 V. 50 Hz.
Dimensions : 297 × 177 × 317,5 mm.
Masse : 8,500 kg.

Une nouvelle LED de couleur bleue

SLOAN représenté en France par la société CAPEY propose une nouvelle LED de couleur bleue.

Cette LED de 5 mm est présentée dans les versions :
Sorties fils à souder.
Embase midget T1 3/4.
Embase lampe téléphonique.

Ces LED bleues équipent également les voyants miniatures de la gamme SLOAN.
– 175 avec LED interchangeable.
– CL 2001/2002 LED non remplaçable.
– Séries 855/866/876/877 équivalents LS 9.

Applications : Equipement de test – Instrumentation – Médical – Aéronautique – et toutes applications où la visualisation de la caractéristique « FROID » est nécessaire.

Capey, 4, rue des Bons-Raisins, 92500 Rueil-Malmaison.

LE MAGNETOPHONE A CASSETTES

JVC KD D4



LA société JVC est une firme qui a toujours fait preuve d'une certaine originalité dans le domaine du magnétophone. Cette firme a été l'une des premières à employer des moteurs électrique à rotor sans fer (rotor tubulaire) ou encore à mettre sur le marché une tête d'enregistrement/lecture au Sendust Alloy. JVC a également lancé des magnétophones parmi les premiers à être dotés d'un réglage automatique du point de fonctionnement, en fontion du type de bande ou d'équiper un magnétophone d'un analyseur de spectre complétant l'action des indicateurs classiques de type VU ou crêtemètre. Une autre version, simplifiée, le KD-D35, sans ces indicateurs a également vu le jour.

Présentation

Le KD-D4 ne ressemble pas tellement aux autres magnétophones à cassette du marché. En effet, son tiroir à cassette est installé sur la droite de la façade alors que sur les autres, allez savoir pourquoi, il est placé à gauche. Va-t-on en déduire que cet appareil est conçu pour les gauchers, nous n'irons pas jusque-là.

En partant de la droite nous trouvons un clavier aux touches mécaniques assistées par le moteur de cabestan. Une technique confortable.

Ensuite vient le tiroir à cassette à amortissement visqueux, puis deux boutons rotatifs qui sont en relation avec le compteur, en bas, se trouvent quelques commandes et touches mais le plus intéressant reste l'afficheur fluorescent qui abrite des indicateurs à lignes lumineuses de diverses tailles et fonctions.

Une petite étiquette, ajoutée en façade, signale que l'appareil est aux normes HiFi DIN (et non NF).

La technique

Nous entrons tout de suite dans le vif du sujet avec la mécanique. Elle est du type monomoteur. Le moteur est muni d'une double poulie recevant deux courroies. La courroie de cabestan est plate, le cabestan porte un pignon permettant d'actionner la mise en place des pignons ou des têtes et du galet presseur.

La courroie carrée entraîne une roue munie d'un pignon, la transmission de la rotation du moteur vers les bobines étant confiée à des pignons. Le constructeur, comme beaucoup d'autres d'ailleurs, a abandonné la multiplication des courroies et les roues à friction.

Cette mécanique assistée se distingue par une grande souplesse de fonctionnement, on peut passer d'une touche à l'autre sans risque de détérioration de la bande ou du magnétophone.

La platine est construite en tôle d'acier sur laquelle on a surmoulé diverses pièces de matière plastique. Cette technique associe rigidité et complexité des formes, ce qui réduit considérablement le nombre de pièces à assembler.

La tête d'enregistrement/lecture est baptisée Metaperm, il s'agit d'une tête qui est vraisemblablement conçue pour traiter convenablement les cassettes métal.

L'électronique

L'électronique est ici utilisée sous différents aspects plus ou moins techniques. Nous ne parlerons pas trop des circuits audio, ils sont classiques, exception faite du Super ANRS, réducteur de bruit signé JVC et qui améliora la dynamique de l'enregistrement. Nous verrons au chapitre des mesures ce qu'il advient d'un enregistrement effectué avec le Super ANRS.

L'ANRS effectue exactement le même travail que le Dolby B, dont il diffère par la méthode de traitement infligée au signal. Une simple question de mathématiques ! Cet ANRS est compatible avec le Dolby B.

L'indicateur de niveau

L'indicateur de niveau de ce magnétophone fournit plusieurs indications.

Sur la droite de cet indicateur, nous trouvons deux séries de traits larges encadrant un autre trait un peu plus étroit.

Les deux barres larges donnent une indication de type VU, autrement dit, avec une balistique correspondant à celle d'un appareil à aiguille. Chaque canal dispose de son indicateur.

L'indicateur central est un crêtemètre, il donne une valeur instantanée du signal. Cet indicateur est unique et traite les signaux arrivant sur les deux voies.

Ces deux indicateurs permettent de travailler convenablement. L'indication de crête est utile pour éviter une saturation de la bande magnétique, le maintien de l'information permet de voir la crête.

Le vumètre est intéressant lorsqu'on effectue un enregistrement en direct, son indication correspond à celle d'un volume, elle peut être utile pour équilibrer les deux voies. Une crête ne fera pratiquement pas bouger la colonne d'un vumètre de ce type.

L'autre système de contrôle d'enregistrement est constitué d'un véritable analyseur de spectre. Que l'on ne s'affole pas, il ne s'agit pas d'un analyseur tiers d'octave ni même d'un analyseur par octave. Nous avons ici 5 indicateurs qui considèrent chacun l'énergie contenue dans deux octaves. Le premier concerne les basses fréquences, il est centré sur 63 Hz, on trouve ensuite un filtre de bas médium sur 250 Hz puis un médium à 1 000 Hz, un haut médium à 4 000 Hz et enfin un filtre d'aigu à 12 500 Hz.

Le filtre d'aigu permettra de tenir compte de la caractéristique de saturation de diverses bandes dans cette gamme de fréquences. En effet, les bandes magnétiques ont tendance à se saturer plus précocement dans l'aigu que dans le médium. Cette déformation, bien que présente, n'est pas aussi sensible dans le grave.

Ce type d'indicateur donne une information précise sur ce que l'on peut enregistrer. Il remplace efficacement un indicateur de type crêtemètre ou Vumètre qui aurait une meilleure sensibilité dans l'aigu que dans le grave et cela, grâce à un circuit de préaccentuation.

L'analyseur (fig. 1) est constitué de 5 filtres passe-bande attaqués par un mélangeur qui reçoit sa tension des deux canaux. L'afficheur est du type fluorescent, il présente un bon nombre de segments mais, comme les Japonais le font souvent, chaque segment élémentaire est couplé à un second. Ces éléments s'allument deux par deux mais donnent l'illusion d'une grande précision, précision d'ailleurs inutile.

Chaque indicateur offre donc 10 segments dont ceux du haut sont colorés en orange.

L'indicateur est du type multiplexé, le circuit de commande de longueur de segment reçoit une tension qui est celle de sortie de chaque filtre ou venue du détecteur VU ou crête.

En même temps que l'on commute cette tension, on va agir sur un sélecteur d'anode qui choisira l'échelle sur laquelle envoyer l'indication.

Il suffit ici d'un seul circuit comparateur pour commander les 8 afficheurs. Ce câblage est nettement simplifié par rapport à une version câblée qui aurait nécessité 12 fils par afficheur soit en tout près d'une centaine de fils. Avec le multiplexage, il n'y en a que 22, alimentation des filaments et des échelles comprises.

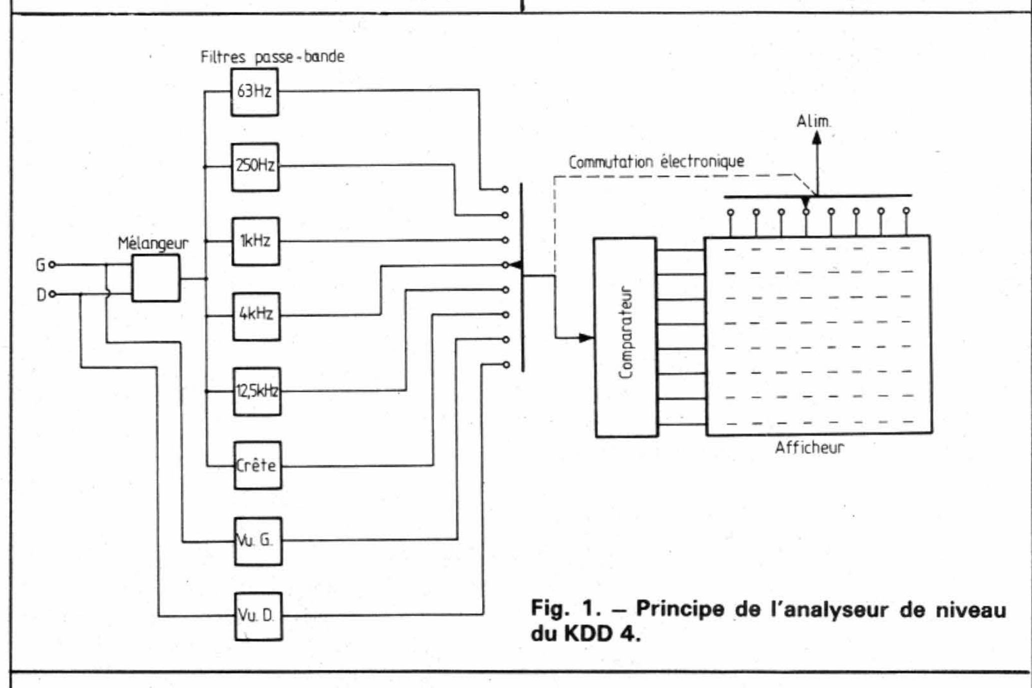


Fig. 1. – Principe de l'analyseur de niveau du KDD 4.



Détail de l'afficheur tel que vous le verrez en fonctionnement.

Le compteur multiple

Ce compteur qui va devenir un standard dans les magnétophones, rassemble plusieurs fonctions dans un unique circuit intégré associé à un afficheur à quatre chiffres de 7 segments de type fluorescent.

Ce compteur permet un chronométrage d'un enregistrement ou d'une lecture. La base de temps est fournie ici par un résonateur céramique offrant une précision inférieure à celle d'un quartz mais suffisante tout de même (précision annoncée : 0,5 %). Cette technique est très économique, ce type de résonateur se

rencontre de plus en plus souvent dans des équipements grand public.

Ce compteur est totalisateur, il s'arrête pendant la pause mais se remet au zéro si l'on passe d'un mode compteur à un autre.

Un comptage par tour de bobine est également fourni, ce comptage est commandé par une fourchette optique.

Le compteur offre ici quatre chiffres. Il est doté d'une mémoire permettant un arrêt au zéro.

Un autre comptage existe aussi, il s'agit d'un comptage en temps presque réel. Ce compteur ne peut être baptisé, légalement, linéaire compte tenu du fait qu'il n'exploite pas le défilement linéaire de la bande mais tient compte de la vitesse de rotation de la bobine débitrice.

Le constructeur a ici l'honnêteté d'annoncer une possibilité d'erreur de 3 minutes en début de bande, erreur qui passe à moins de 30 secondes en fin de bande. Il ne peut s'agir ici que d'erreurs moyennes car ces différences peuvent naître de l'épaisseur de la bande ou du diamètre du noyau.

Nous avons constaté ici qu'il restait encore une dizaine de secondes d'enregistrement lorsque le compteur affichait zéro, pour une cassette C 60.

Un commutateur situé sur la face avant permet de sélectionner un type de cassettes : C 46 à gros noyau, C 46 ou C 60, C 90 et C 120. Tiens, ce constructeur parle de la 120 ! Attention, pour ce type de cassette, on doit choisir une marque qui vous a déjà donné toute satisfaction, la minceur de la bande ne facilite pas l'obtention de bons résultats.

La quatrième fonction du compteur est la sélection d'un morceau de musique parmi d'autres. C'est une fonction qui intéressera ceux qui gèrent bien leurs cassettes et ne se contentent pas d'un titre sommaire. Ici, il faudra mentionner soigneusement chaque morceau sur l'étiquette pour pouvoir demander le bon morceau en programmant un chiffre.

La mémoire de ce circuit permet de sauter une vingtaine de morceau, cette capacité peut être utile pour une bande de jingles...

Réalisation

L'appareil est d'une construction classique. Les circuits imprimés de XXXP sont sérigraphiés pour permettre un repérage des composants. En plus, le constructeur mentionne la fonction de chaque groupe de circuits.

L'appareil utilise des circuits intégrés spéciaux comme celui combinant le réducteur de bruit ANRS et Super ANRS.

Le microprocesseur du compteur est un 3875 programmé pour cette application. Ce microprocesseur est également programmé pour des durées de bande non commutées ici (MC 60 ou LMC 46 micro-cassettes).

La fabrication de l'appareil est sérieuse, tout a fonctionné correctement et l'appareil était correctement réglé comme nous allons le voir.

Mesures

La précision de la vitesse de défilement de la bande magnétique est de + 0,3 %.

Le taux de pleurage et de scintillement, mesuré avec pondération en enregistrement suivi d'une lecture, est de 0,12 %.

Le temps de bobinage d'une cassette C 60 est de 1 minute et 37 secondes. Le compteur affiche 3030 pour cette durée, l'utilisation des quatre chiffres est correcte.

Le magnétophone a été testé avec les types de bande préconisés par le constructeur, exception faite de la cassette de type II où nous avons employé la version X de la TDK SA préconisée, une version qui n'a rien à voir avec les films de la même série...

Pour le type I, la cassette utilisée est une Maxell UD XLI. Le type II est donc une TDK SA-X. Le type IV une JVC ME-P.

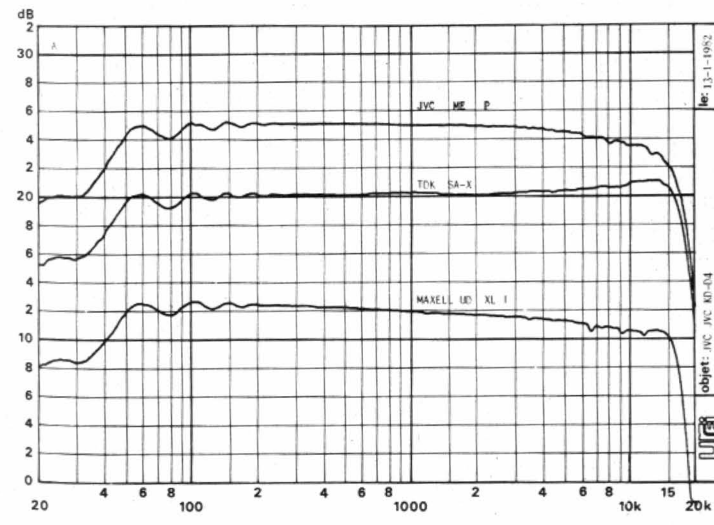
La première mesure est celle du niveau de sortie, cette mesure permet de constater d'éventuelles différences qui entraîneraient un mauvais alignement du niveau Dolby relatif.

Le type I dans un niveau de sortie de – 5,5 dBm, le type II de – 6dBm et le type IV de – 6,5 dBm, soit une fourchette maximale de 1 dB.

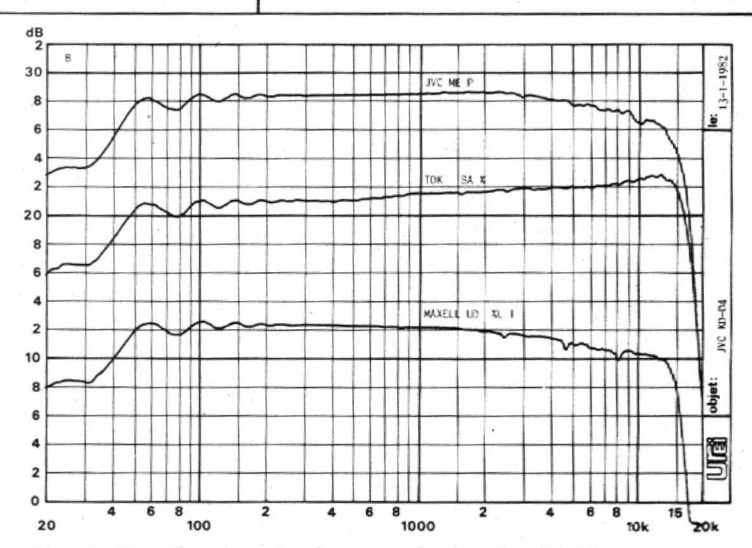
Le taux de distorsion tient uniquement compte du troisième harmonique d'un signal enregistré à 333 Hz.

Pour le type I, nous avons trouvé 0,18 %, pour le type II : 0,48 %, et pour le type III : 0,28 %, des valeurs faibles qui montrent que le 0 dB du vumètre a été choisi assez bas.

Pour atteindre un taux de distorsion de 3 %, nous avons pu remonter le niveau d'enregistrement de la cassette de type I



Courbe A. – Courbes de réponse relevées à – 20 dB sans réducteur de bruit.



Courbe B. – Courbes de réponse relevées à – 20 dB avec ANRS.

de 9 dB, de 6,5 dB pour le type II et de 10 dB pour le métal.

Le bruit de fond, pondéré, sans réducteur de bruit est de – 58 dBm pour le type I, – 60 dBm pour le type II et – 60 dBm pour le type IV.

Avec filtre de pondération et réducteur de bruit ANRS, nous avons – 67,5 dBm pour le type I, – 69 dBm pour le type II et – 68,5 dBm pour le type IV.

Si maintenant on autorise une distorsion de 3 % à 333 Hz, cela nous donne une dynamique de 71 dB pour le type I, 69,5 dB pour le type II et 72 dB pour le métal.

Passons maintenant aux courbes de réponse qui sont assez nombreuses étant donné que nous avons voulu voir ce qui se passait avec le Super ANRS.

La courbe A donne la courbe de réponse à – 20 dB enregistrée sans réducteur de bruit, c'est une courbe classique. La bande passante est bien linéaire, les ondulations aux fréquences basses peu marquées.

La courbe B donne la même chose mais avec réducteur de bruit, la bande passante est légèrement réduite mais reste tout de même peu différente de ce qu'elle est sans ANRS, ce qui montre que l'appareil est bien réglé.

Sur la courbe C, nous avons effectué un enregistrement sans et avec super ANRS au niveau 0 dB. Cette fois, on note une amélioration certaine de la qualité de l'enregistrement, le super ANRS (courbes en pointillés) prolongant sérieusement la courbe de réponse dans l'aigu. L'amélioration apportée est surtout sensible pour la TDK SA-X.

Sur le dernier réseau de courbes, nous avons tracé des courbes relevées à 0 et – 20 dB. Attention, l'échelle choisie ici est de 4 dB par carreau, ce qui améliore la linéarité par rapport aux courbes précédentes.

Dans les deux cas, la courbe en trait plein, donne la réponse obtenue sans intervention du super ANRS, ni à l'enregistrement ni à la lecture.

La courbe en pointillé est celle avec Super ANRS. L'amélioration apportée est très sensible à haut niveau. A bas niveau, on note un relevé général de 400 Hz à la fréquence maxi, ce relevé étant dû à une différence de sensibilité de la bande par rapport au réglage du magnétophone.

Les courbes en longs traits interrompus correspondent à un enregistrement effectué avec super ANRS mais lu sans ce réducteur de bruit. En haut, on voit clairement que le niveau des fréquences hautes a été abaissé afin de réduire la saturation des fréquences hautes.

Le trait interrompu aux segments plus courts montre ce qui se passe en lisant une cassette enregistrée sans Super ANRS mais lue avec ce réducteur. On constate la remontée des niveaux, remontée qui n'est d'ailleurs pas égale à celle que l'on aura en pratique, compte tenu que pendant cet enregistrement nous avons eu une saturation de la bande.

L'action du Super ANRS peut être obtenue en effectuant la comparaison entre cette courbe et celle en traits pleins.

Les courbes du bas correspondent à la même opération, effectuée cette fois à – 20 dB.

Nous avons ici l'action combinée de l'ANRS (remontée du médium et de l'aigu à l'enregistrement et abaissement du niveau de l'aigu par le Super).

Tout en bas, en traits combinés longs et courts, nous avons l'action, à la reproduction d'un réducteur de bruit ANRS, sans intervention aux fréquences hautes.

Conclusions

Le magnétophone à cassette JVC KD-D4 est un original qui sait bien se tenir. Sa présentation est très à la page et son petit écran fluorescent fascinera les amateurs de lumières vibrantes...

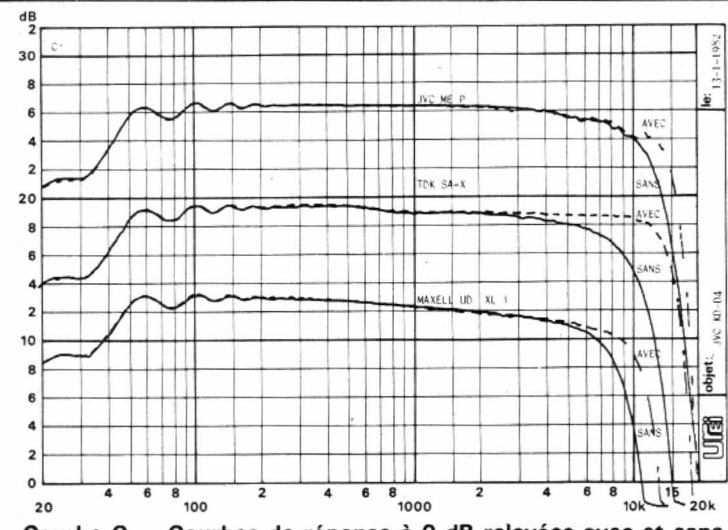
Le constructeur a multiplié, ce qui se fait beaucoup aujourd'hui, les possibilités de comptage, de repérage, et de mesure du temps et propose donc un système complet, d'utilité incontestable, et qui, de surcroît, est facile à employer. On se souviendra des magnétophones aux claviers impressionnants...

Sur le plan performances, nous sommes très satisfaits mais, une fois de plus, la cassette métal ne donne pas d'avantages décisifs, compte tenu de son prix...

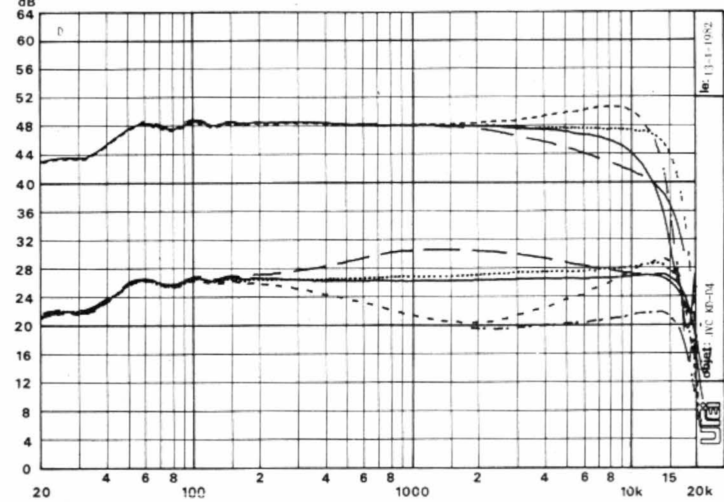
Le JVC KD-D4 est donc un très bon appareil qui sera apprécié des fanatiques du visuel...

Si maintenant vous voulez un magnétophone offrant un meilleur rapport-qualité prix, procurez-vous le KD-D35. Ce magnétophone, que JVC met à votre disposition, est un KD-D4 simplifié. Il offre les mêmes performances mais pour réduire son prix, on a remplacé l'analyseur de spectre et le compteur multiple par un indicateur de niveau plus classique et un compteur mécanique. Il vous en coûtera environ 30 % de moins. Cette version s'adresse aux puristes qui ont les gadgets en horreur...

E. L.



Courbe C. – Courbes de réponse à 0 dB relevées avec et sans Super ANRS (pointillé).



Courbe D. – Coubes montrant l'action du réducteur de bruit. On voudra bien se reporter au texte.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 12.14-F : M. René LACOMBE, 38 GRENOBLE nous demande les caractéristiques brochage et schéma d'application du circuit intégré TDA 2544.

Le circuit intégré TDA 2544 est un amplificateur-démodulateur FI destiné aux récepteurs de télévision (couleur et noir et blanc) pour les normes à modulation **négative.** Il remplit les fonctions suivantes :

– amplificateur à large bande commandé en gain, assurant la totalité du gain FI ;
– démodulateur synchrone faible niveau ;
– inverseur de parasites ;
– préamplificateur vidéo avec protection contre le bruit ;
– circuit CAF avec sortie symétrique ;
– circuit CAG avec porte de bruit ;
– sortie CAG pour commande de sélecteurs MOS ;
– commutateur vidéo externe.

Caractéristiques principales (documentation R.T.C.) :

Tension d'alimentation = 12 V ; courant d'alimentation = 50 mA ; sensibilité d'entrée FI (pour f = 45,75 MHz) = 150 µV ; tension de sortie vidéo (blanc à 12,5 % du fond de synchro) = 2, 6 V c. à c. ; plage de commande du gain en tension FI = 63 dB ; rapport « signal/bruit » (pour Ve = 10 mV) = 58 dB ; sensibilité de la CAF = 80 mV/kHz.

Brochage et schéma-type d'utilisation : voir figure RR-12.14.

●

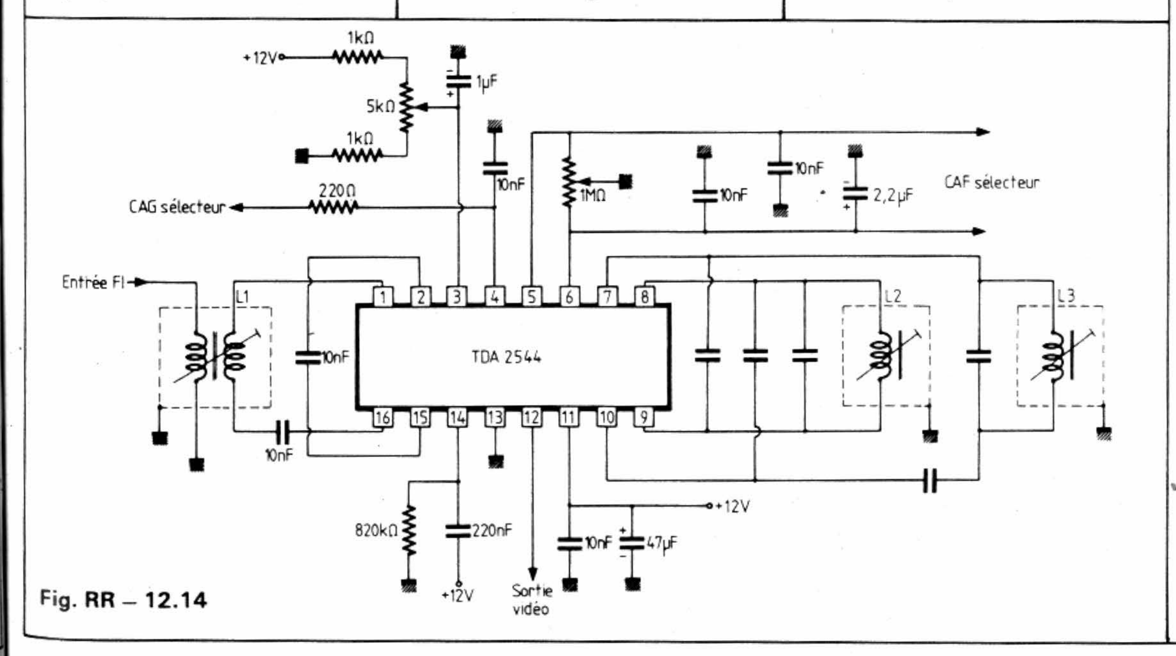


Fig. RR – 12.14

RR – 12.15 : M. Marcel VERICEL, 10 TROYES :

1° nous demande des renseignements sur les générateurs de « bruit blanc » ;

2° désire savoir la différence qui existe entre un transceiver et un transverter ;

3° souhaite avoir notre avis au sujet d'un récepteur OC ;

4° aimerait connaître le branchement normalisé des fiches et prises DIN.

1° Un impédancemètre d'antenne avec **générateur de bruit** a été décrit dans notre n° 1602, page 95.

Un **générateur de bruit blanc** (générateur seul et plus élaboré) a été décrit dans le n° 7 d'Electronique Applications, page 96.

2° Un transceiver est un émetteur-récepteur.

Un transverter est un appareil que l'on utilise **conjointement avec un transceiver** et qui permet de faire de l'émission et de la réception sur une bande ou des bandes de fréquences non prévues à l'origine sur le transceiver.

3° Si les conditions de réception chez votre ami sont nettement meilleures qu'à votre domicile avec la **même antenne** et le **même récepteur,** c'est que tout simplement sa position géographique du point de vue condition de réception est meilleure que la vôtre.

Nous ne pensons pas qu'une autre antenne soit susceptible d'apporter une amélioration puisque les essais comparatifs ont été effectués avec deux aériens identiques.

La présence de courant que vous constatez sur le châssis de votre récepteur nous semble tout à fait normale. Elle doit être due aux condensateurs by-pass connectés entre les fils du secteur et la masse. C'est la raison pour laquelle l'utilisation d'une prise de terre est toujours recommandée.

Sur un récepteur OC, plus le nombre de gammes est important, plus l'étalement est grand, et par conséquent plus son réglage est facile, ainsi que le repérage des stations.

4° Les branchements **normalisés** des fiches et prises DIN ont été indiqués dans notre n° 1598, page 139, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Cependant, nous attirons votre attention sur le fait que certains constructeurs ne respec-

tent pas toujours cette normalisation et adoptent parfois des ordres de branchement différents.

●

RR – 01.01 : M. Alain Deveille, 75008 PARIS nous demande :

1° les caractéristiques des transistors japonais 2SC 1775 A et 2SK 43-5 ;

2° des renseignements concernant l'alimentation d'un amplificateur BF.

1° Caractéristiques maximales et équivalences des transistors :

2SC 1775 A : silicium NPN ; Pc = 300 mW ; Ft = 200 MHz ; Vcb = 120 V ; Vce = 120 V ; Veb = 5 V ; Ic = 50 mA ; h fe = 160 pour Ie = 2 mA et Vcb = 12 V.

Correspondances : BF 297, BF 422, BFR 86, BFT 57, 2N 5550.

2SK 43-5 : transistor à effet de champ canal N ; Pd = 300 mW ; Vp = 1,2 V ; Vds = 10 V ; Vgss = 30 V ; Id = 20 mA ; Ig = 5 mA ; Idss = 9,9 mA ; g fs = 6,3 à 20 millisiemens.

Pas de correspondance indiquée.

2° Pour déterminer l'intensité consommée à pleine puissance par votre amplificateur, il n'y a pas d'autre procédé que de la mesurer ! Pour cela, il suffit d'intercaler un ampèremètre en série par exemple dans le fil positif de l'alimentation aboutissant à l'amplificateur.

Sur votre alimentation, l'intensité prévue de 3 A doit être en principe disponible pour tous les réglages de la tension de sortie.

●

RR – 01.03 : M. Georges Butin, 36 CHATEAUROUX nous demande :

1° des schémas d'allumeurs électroniques à décharge capacitive utilisant une bobine classique ;

2° les types des condensateurs à utiliser pour les liaisons entre étages dans un ensemble préamplificateur-correcteur-amplificateur BF ;

3° quelle est la station radio à modulation genre « bip-bip » de divers tons que l'on reçoit en bas de la gamme FM, au-dessous de 90 MHz.

1° Concernant les allumages électroniques à décharge capacitive utilisant une bobine classique, nous pouvons vous renvoyer aux numéros 1648 bis (p. 35) et 1650 (p. 179).

2° Les condensateurs céramiques type plaquette peuvent parfaitement être employés en BF.

Dans un amplificateur BF à transistors, les condensateurs de liaison peuvent être de n'importe quel type : électrochimique, papier métallisé, mylar, tantale... Ce qui importe est de respecter les valeurs prévues pour les capacités et de bien veiller à l'absence de courant interne de fuite.

Des capacités importantes sont nécessaires pour ces condensateurs de liaison précisément parce que ces liaisons sont généralement effectuées sur des impédances relativement faibles.

3° La station radio que vous écoutez en bas de la gamme FM (vers 87 MHz) doit être un émetteur des P.T.T. qui diffuse les appels en signaux codés pour Eurosignal dans votre région. Veuillez vous reporter aux articles que nous avons publiés sur ce sujet dans nos numéros 1495 (p. 345) et 1539 (p. 335).

●

RR – 01.05 : M. Jean-Louis Nouvel, 45 MONTARGIS, nous demande :

1° un schéma de compteur à deux digits ;

2° comment mesurer la résistance interne d'un galvanomètre 500 µA ;

3° conseil pour la construction de deux enceintes acoustiques.

1° Pour la construction d'un compteur à deux afficheurs 7 segments (par conséquent comptage possible jusqu'à 99), nous vous prions de vous reporter aux montages simples que nous avons déjà publiés, l'un dans le Haut-Parleur n° 1625 (p. 109), l'autre dans Electronique Pratique n° 3 (p. 99).

2° Vous pourriez mesurer la résistance interne de votre galvanomètre à l'aide d'un ohmmètre de précision. Vous pouvez aussi mesurer la tension à appliquer à ses bornes pour obtenir sa déviation totale de 500 µA (mesure à faire au millivoltmètre électronique) et appliquer la loi d'Ohm.

3° Vous semblez prendre le problème à l'envers ; en effet, on ne détermine pas au hasard les dimensions d'une enceinte acoustique. Ces dimensions dépendent étroitement des haut-parleurs qui y seront installés et plus particulièrement du haut-parleur présentant le plus grand diamètre ; or, vous ne nous dites rien à ce sujet. Toutefois, plus loin dans votre lettre, il est question d'un boomer de 20 cm de diamètre ; s'il s'agit bien du ou des haut-parleurs devant équiper vos enceintes acoustiques, alors nous pouvons vous suggérer de vous reporter à nos numéros 1653 (p. 179) et 1654 (p. 163) dans lesquels vous trouverez la description d'enceintes correspondant à ce type de haut-parleur.

●

RR – 01.06-F : M. Bernard Passemard, 27 VERNON, désire connaître les caractéristiques, le brochage et les conditions d'emploi du tube 6550.

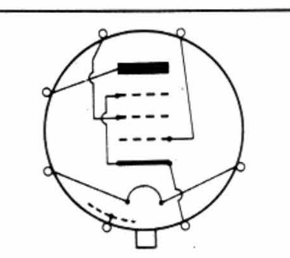


Fig. RR – 01.06

Voici les caractéristiques et conditions de fonctionnement que nous possédons concernant le tube 6550 :

Pentode de puissance ; chauffage = 6,3 V 1,6 A ; S = 11 mA/V ; ρ = 12 kΩ ; Wa = 35 W.

Classe A : Va = 250 V ; Vg1 = – 14 V ; Vg2 = 250 V ; Ia = 140/150 mA ; Ig2 = 12/28 mA ; Za = 1 500 Ω ; Wo = 12,5 W.

Classe A (autres conditions) : Va = 400 V ; Vg1 = – 16,5 V ; Vg2 = 225 V ; Ia = 87/105 mA ; Ig2 = 4/18 mA ; Za = 3 000 Ω ; Wo = 20 W.

Push-pull classe A : Va = 400 V ; Vg1 = – 23 V ; Vg2 = 275 V ; Ia = 180/270 mA ; Ig2 = 9/44 mA ; Zaa = 3 500 Ω ; Wo = 55 W.

Push-pull classe AB2/B : Va = 600 V ; Vg1 = – 31 V ; Vg2 = 300 V ; Ia = 115/273 mA ; Ig2 = 4/41 mA ; Zaa = 5 000 Ω ; Wo = 100 W.

Brochage : voir figure RR-01.06.

●

RR – 01.07 : M. Robert Caleyron, 63 RIOM nous demande :

1° les caractéristiques d'un thyristor et les correspondances de différents transistors ;

2° comment éliminer le ronflement dans un casque utilisé sur un téléviseur.

1° Caractéristiques maximales du thyristor C 220 D :

Vdrm = 400 V ; I = 10 A ; gâchette = 1,5 V 25 mA.

Correspondances des transistors :

181 T 2 B : 2SD 417, 2N 6480, 2N 5870 (correspondances approximatives).

SFT 714 : BC 108.

2N 1893 : BC 300, BSS 42, BSW 67, BSV 84, BSX 47, BSS 32, BSY 45, BSY 86, 2N 2405.

2° Nous ne voyons pas a priori la raison du ronflement que vous observez en utilisant vos casques. Nous pensons que ce ronflement existe aussi en haut-parleur, mais il est sans doute davantage décelable au casque, la source sonore étant beaucoup plus proche de l'oreille. Votre branchement étant correct, il n'y a aucune raison pour qu'il provoque un ronflement.

A notre avis, c'est donc dans le téléviseur qu'il conviendrait d'en rechercher la cause : filtrage général, découplage de la section BF, retours à la masse notamment à l'entrée de cette section, rayonnement de la base de temps trame, meilleur découplage pour l'alimentation de cette dernière également, etc.

●

RR – 01.08-F : M. Raymond Davier, 31 TOULOUSE nous demande les caractéristiques et un schéma d'application pour un circuit intégré du type TDA 2540.

Le circuit intégré TDA 2540 comporte les fonctions d'amplificateur FI et de démodulateur pour les récepteurs de télévision « couleur » et « noir et blanc » équipés de sélecteurs NPN.

Au passage, signalons l'existence du circuit intégré TDA 2541 identique, mais prévu pour les sélecteurs PNP.

Ils réalisent les fonctions suivantes :

– amplificateur à large bande commandé en gain et assurant la totalité du gain FI ;
– démodulateur synchrone ;
– inverseur de parasites ;
– préamplificateur vidéo avec protection contre le bruit ;
– circuit de CAF commutable au moyen d'un niveau continu, par exemple pendant l'accord ;
– circuit de CAG avec porte de bruit ;
– sortie CAG pour sélecteur ;
– possibilité de blocage de la sortie vidéo par niveau continu (reproduction VCR, par exemple).

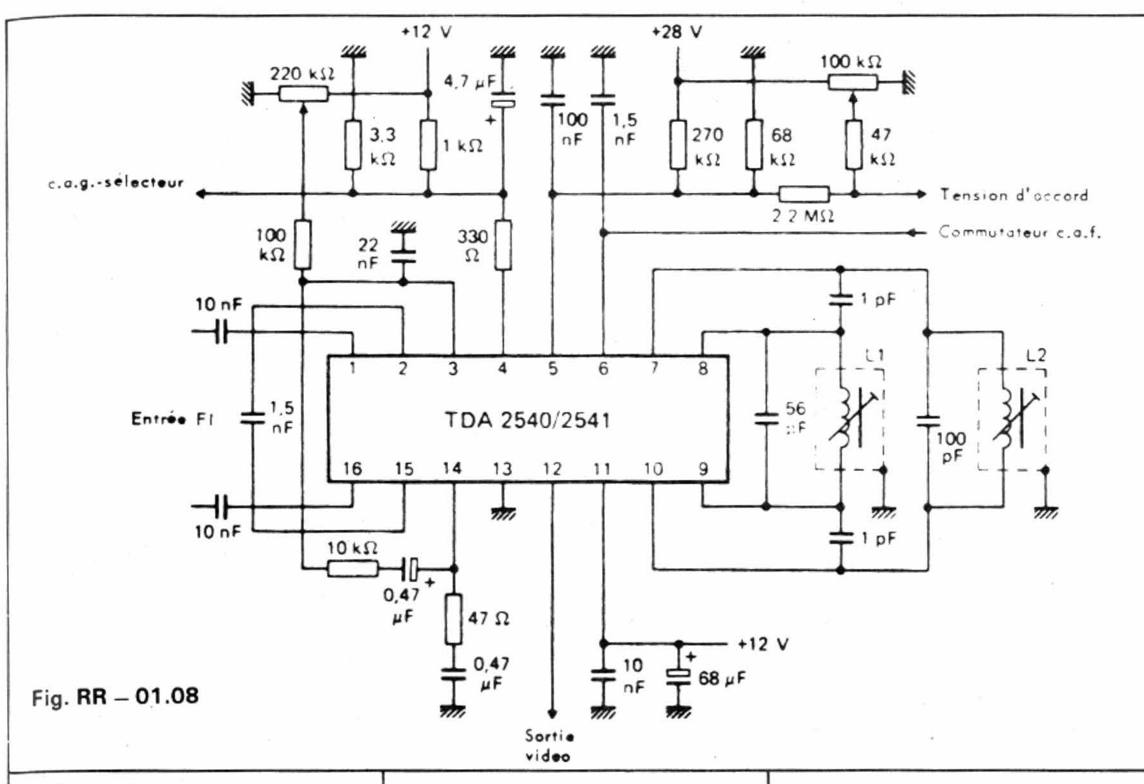


Fig. RR – 01.08

Caractéristiques principales (d'après documentation R.T.C.) :

Tension d'alimentation V11-13 = 12 V ; courant d'alimentation I11 = 50 mA ; tension d'entrée FI (pour F = 38,9 MHz) V1-16 = 100 µVeff. ; tension de sortie vidéo (blanc à 10 % du fond de synchro) V12 = 2,7 V c. à c. ; plage de contrôle du gain en tension FI = 64 dB ; rapport signal/bruit (pour Ve = 10 mV) = 58 dB ; excursion de la tension de CAF en sortie (pour Δ F = 100 kHz) V5-13 = 10 V.

Boîtier DIL 16 broches (SOT-38). Schéma d'application et brochage, voir figure RR-01.08 (Q de L1 et L2 = 80 environ et F = 38,9 MHz).

●

RR – 01.09 : M. Roland Dubost, 60 CREIL nous demande :

1° les correspondances de différents transistors ;

2° les caractéristiques de divers semi-conducteurs ;

3° comment adjoindre un système goniométrique sur un récepteur à transistors (bandes de 150 kHz à 4 MHz).

1° Correspondances des transistors :

2SB 631 : BD 180, BD 238, BD 380, BD 442.

2SD 600 : BD 237, BD 379, BD 581.

ZTX 304 : BCW 18 (approximativement).

ZTX 504 : BCW 19 (approximativement).

2° Caractéristiques maximales des semi-conducteurs :

BF 961 : transistor MOS-FET double porte ; Vds = 20 V ; Vgs = ± 10 à 25 V ; Id = 30 mA ; Pt = 200 mW ; Idss = 2 à 25 mA ; g fs = 14 millisiemens.

Correspondances : BF 900, BF 905, BF 907, BF 981.

BSV 57 : transistor unijonction ; Rbb = 4,7 kΩ ; Ip = 6 µA ; Iv = 4 mA ; Pd = 300 mW. Pas de correspondance indiquée.

BSTC 0233 : thyristor ; Vdrm = 400 V ; I = 3,5 A ; gâchette = 2 V 20 mA.

Correspondances 2N 2653, C 15 D ; SKT 3-04 A.

3° Nous ne voyons pas beaucoup de possibilités heureuses pour adjoindre un dispositif goniométrique sur votre récepteur. Nous pensons seulement à l'adjonction d'un étage amplificateur supplémentaire à cadre ferrite monté à l'avant de l'appareil, cadre ferrite avec accord séparé sur les fréquences à recevoir.

L'ensemble ne serait donc pas d'un emploi très commode ; par ailleurs, un véritable relèvement goniométrique nécessite le « lever du doute », ce qui implique des circuits supplémentaires. En outre, une telle modification ne peut guère se prévoir ainsi, uniquement théoriquement, sans pouvoir faire des essais **pratiques** sur le récepteur.

●

RR – 01.10-F : M. Gabriel Surrel, 44 NANTES :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM 101 H ;

2° sollicite divers renseignements concernant l'utilisation des circuits intégrés amplificateurs opérationnels ;

3° aimerait connaître la correspondance de différents transistors japonais.

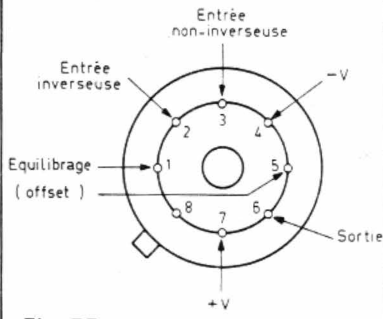


Fig. RR – 01.10

1° Le circuit intégré LM 101 H est un amplificateur opérationnel dont les caractéristiques sont les suivantes :

Vcc = ± 20 V ; Pd = 120 mW ; offset = 3 mV 20 nA ; courant de polarisation = 100 nA ; Δ V entrée = 30 V ; impédance différentielle = 1,5 MΩ ; Δ V sortie max = 24 V sur 10 kΩ ; gain en boucle ouverte = 94 dB.

Brochage : voir figure RR-01.10.

2° Dans tout circuit intégré amplificateur opérationnel, les signaux peuvent s'appliquer de deux façons :

a) soit aux entrées inverseuse (marquée –) et non inverseuse (marquée +) ; utilisation en mode différentiel ;

b) soit sur une seule entrée, l'autre étant découplée et maintenue à un potentiel constant.

La plus grande majorité des circuits intégrés amplificateurs opérationnels nécessitent une alimentation symétrique, c'est-à-dire une tension positive par rapport à la masse et une tension négative par rapport à la masse (ce qui s'indique par exemple par ± 10 V).

On peut obtenir une telle alimentation avec deux piles connectées en série, le point milieu étant relié à la masse, ou bien à partir d'une alimentation secteur dont de nombreux schémas ont déjà été publiés dans notre revue.

Pour détails et conseils concernant les amplificateurs opérationnels en général, vous pourriez également vous reporter au N° 35 d'Electronique Pratique, p. 133.

3° Voici les correspondances des transistors japonais suivants :

2SC 1923 : BF 241, BF 255, BF 455, BF 495, BF 595.

2SC 373 : BC 108, BC172, BC183, BC 208, BC 238, BC 383, BC 548, BC 583, 2N 2220 ou 2222.

2SC 733 : correspondances comme 2SC 373.

2SC 509 : BC 337, BC 377, BC 635, BC 737.

2SC 388 A : BF 199, BF 224, BF 311, BF 373, BF 597.

2SA 495 : BC 178, BC 205, BC213, BC 252, BC 308, BC 513, BC 558, 2N 2906 ou 2907.

●

RR – 01.16 : M. Camera Carmelo (?), nous demande divers renseignements concernant une installation de télécommande radio TV par infrarouge, mais oublie de nous indiquer son adresse !

Nous ne comprenons vraiment pas pourquoi vous voulez utiliser l'émetteur d'un montage avec le récepteur d'un autre montage... C'est avec de tels procédés que l'on aboutit généralement à un échec.

L'ensemble décrit dans le N° 1652, page 243, est complet et il vous suffit de vous y conformer.

RECTIFICATIF

Dans notre n° 1677, article : **Réalisez une alimentation de laboratoire,** pages 151 et 152, il faut remplacer R_6 par R_5 (8,25 kΩ - 1 %) et R_7 par R_6 (18 kΩ). Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de cette erreur.